

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

DANIEL DE ANDRADE USSUNA

DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS EM  
CABOS ISOLADOS

CURITIBA

2014

DANIEL DE ANDRADE USSUNA

DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS EM  
CABOS ISOLADOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração Instrumentação Eletrônica, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como parte das exigências para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Márlcio José do Couto Bonfim

Coorientador: Prof. Dr. Vitoldo Swinka Filho

CURITIBA

2014

Ussuna, Daniel Andrade

Desenvolvimento de sistema para localização de faltas em cabos isolados / Daniel Andrade Ussuna. – Curitiba, 2014  
105 f. : il.; tabs., grafs.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Márlcio José do Couto Bonfim

Coorientadore: Vitoldo Swinka Filho

Bibliografia: p. 100-102

1. Reflectômetro. 2. Linhas de transmissão. 3. Modelagem.  
I. Bonfim, Márlcio José do Couto. II. Swinka Filho, Vitoldo. III. Título.

CDD 621.31

## TERMO DE APROVAÇÃO

DANIEL DE ANDRADE USSUNA

### DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA PARA LOCALIZAÇÃO DE FALTAS EM CABOS ISOLADOS

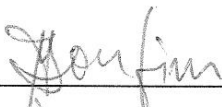
Dissertação aprovada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.



---

Prof., Dr. Márlcio José do Couto Bonfim  
Orientador

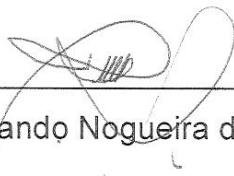
#### Banca Examinadora



---

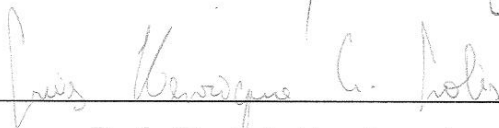
Prof., Dr. Márlcio José do Couto Bonfim (UFPR)

Presidente



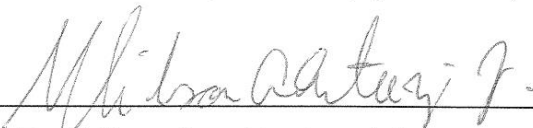
---

Prof., Dr. Fernando Nogueira de Lima (UFMT)



---

Prof., Dr. Luiz Henrique Assunção Lolis (UFPR)



---

Prof., Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior (UFPR)

CURITIBA, 26 DE AGOSTO DE 2014.

*Dedico este trabalho aos meus pais Dorival Ussuna e Cleuza Maria,  
aos meus irmãos Cibele e Guilherme e aos amigos de coração.*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço ao Prof. Dr. Márlcio José do Couto Bonfim, pela competência na orientação deste trabalho, sempre disposto a compartilhar com muita dedicação e clareza seus conhecimentos.

Ao Prof. Dr. Vitoldo Swinka Filho pela coorientação, pela oportunidade ofertada em desenvolver este trabalho e por compartilhar seus conhecimentos com muita dedicação.

Aos colegas de trabalho dos Institutos Lactec, Dr. Sebastião Ribeiro Junior, MSc. Diego Araújo Buriti, Renatto Vaz Carvalho e Marcell Brenner, por auxílios no desenvolvimento do projeto e sugestões que fortaleceram o conteúdo.

Ao Prof. Dr. Edemir Luiz Kowalski pela indicação ao projeto.

Aos colegas de trabalho dos Institutos Lactec por apoio à pesquisa.

Aos Institutos Lactec e à Companhia Energética de Minas Gerais – CEMIG por viabilizar recursos para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPR que de alguma forma contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

À minha família, pessoas nas quais me espelho para seguir em frente com muita dedicação.

## RESUMO

Cabos isolados de média tensão (8,7/15 e 12/20 kV) aplicados em redes subterrâneas de distribuição de energia elétrica necessitam de atenção tanto nos momentos de falha da transmissão de eletricidade quanto na verificação das condições de degradação ao longo de sua vida útil. A técnica de Reflectometria no Domínio do Tempo (TDR) se destaca para estes tipos de diagnósticos, pois é capaz de determinar a posição do defeito, limitando a região de intervenção sobre a rede. Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema que utiliza a TDR em alta tensão, de modo que o elevado campo elétrico seja capaz de ionizar os defeitos na camada dielétrica que são ativados próximo da tensão nominal dos cabos. Estes defeitos, quando ativados, modificam a impedância característica local da linha de transmissão, resultando em reflexões de sinais eletromagnéticos de alta frequência que são utilizadas para determinar a que distância houve esta ocorrência. Para atingir os resultados foram efetuados experimentos que aplicam a TDR pelo método de pulso único de alta tensão e alta frequência e pelo método de pulso de baixa tensão e alta frequência acoplado à um pulso de alta tensão e baixa frequência. Com o experimento de pulso único de alta tensão foi evidenciado que a atenuação sofrida pelo pulso de reflectometria compromete a ativação de defeitos em comprimentos elevados de cabo, da ordem de centenas de metros. A atenuação dos sinais de alta frequência neste tipo de cabo é significativa, o que pode comprometer a qualidade da medida. Para melhor compreensão destes efeitos foi desenvolvido um modelo para simulação elétrica de um cabo isolado de média tensão com isolamento de borracha extrudada de Etilenopropileno (EPR). Neste modelo foram incluídas as perdas no dielétrico e no condutor, dimensionadas a partir da tangente de perdas e do efeito pelicular respectivamente. Com este modelo foram efetuadas simulações que resultaram em uma resolução espacial de detecção de defeito da ordem de meio metro, quando comparado a dados de reflectometria coletados. Por fim, após conhecer as limitações da aplicação de sinais de alta frequência nesse tipo de cabo, foram desenvolvidos os circuitos eletrônicos do sistema de pulsos acoplados. Este sistema foi desenvolvido para ser aplicado em trechos de cabo de até um quilômetro, com erro de detecção da posição da falha menor que 1% e amplitude do pulso de alta tensão variável até 10 kV.

Palavras-chave: Reflectometria no domínio do tempo; Sinais eletromagnéticos de alta frequência; Linhas de transmissão; Modelagem; Perdas dielétricas; Efeito pelicular.

## ABSTRACT

Insulated medium voltage cables (8,7/15 e 12/20 kV) applied in underground distribution networks of electricity require attention both in times of failure of transmission of electricity as the verification of the conditions of degradation throughout its life. The technique of Time Domain Reflectometry (TDR) stands out for these types of diagnoses, it is able to determine the position of the defect, limiting the area of intervention of the network. This paper presents the development of a device that uses high voltage TDR, so that the high electric field capable of ionizing the defects in the dielectric layer that are activated near the rated voltage of the cable. These defects, when activated, modify the local characteristic impedance of the transmission line, resulting in reflections of high-frequency electromagnetic signals that are used to determine how close this occurrence was. To achieve the results applying the TDR experiments using the single high voltage and high frequency pulse method and low voltage and high frequency pulse coupled with a high voltage and low frequency pulse were made. Experiment with single-pulse high voltage was shown that the attenuation of the pulse reflectometry compromises the activation of defects in high cable lengths, some hundreds of meters. The attenuation of high frequency signals in this type of cable is significant, which may compromise the quality of the measurement. For better understanding of these effects, it was developed a model for electrical simulation of a medium voltage cable with insulation of extruded rubber ethylene propylene (EPR). In this model the losses were applied in dielectric and conducting, scaled by tangent loss and skin-effect were applied respectively. In this model simulations that resulted in a spatial resolution of defect detection than half a meter were made, compared to reflectometry data collected. Finally, after knowing the limitations of the application of high frequency signals in this type of cable, the electronics of the pulses coupled system have been developed. This system was developed for use in long stretches of cable, up to one kilometer, with error detection of the position of the defect smallest that 1% and variable amplitude of high voltage pulse up to 10 kV.

Key words: Time domain reflectometry; Electromagnetic high frequency signals; Transmission lines; Modeling; Dielectric loss; Skin effect.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Estrutura de cabos isolados .....	21
Figura 2: Linhas de campo elétrico radial no cabo sem (a) e com (b) a camada semicondutora.....	22
Figura 3: Ilustração de possíveis defeitos .....	23
Figura 4: (a) arborescência em água; (b) arborescência elétrica .....	23
Figura 5: Modelo de parâmetros concentrados de LT.....	31
Figura 6: Seção transversal de um cabo isolado de rede de distribuição subterrânea .....	32
Figura 7: Corte longitudinal de um condutor cilíndrico para exemplificação do efeito pelicular.....	34
Figura 8: Topologia do modelo para perdas no condutor segundo Dowell .....	34
Figura 9: Análise da impedância que modela as perdas no condutor do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	36
Figura 10: Faixa de frequência dos mecanismos de polarização de materiais dielétricos. ....	37
Figura 11: Topologia do modelo para perdas no Dielétrico segundo Foster .....	38
Figura 12: Análise da impedância que modela as perdas no dielétrico do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	39
Figura 13: Modelo de parâmetros concentrados com perdas no condutor e no dielétrico.....	40
Figura 14: Conexão de uma fonte com uma carga por meio de uma LT .....	40
Figura 15: Representação do pulso refletido em função da alteração da impedância do defeito.....	42
Figura 16: Método de determinação de largura de pulso e tempo de propagação da reflectometria no domínio do tempo .....	43
Figura 17: Método de determinação do tempo de propagação da reflectometria no domínio do tempo.....	44
Figura 18: Estrutura de um reflectômetro no domínio do tempo elaborado com gerador de funções e osciloscópio. ....	45
Figura 19: Reflectometria de baixa tensão aplicada ao cabo EPR 50mm <sup>2</sup> de 195 metros com extremidade aberta.....	46

Figura 20: Reflectometria de baixa tensão aplicada ao cabo EPR 50mm <sup>2</sup> de 195 metros com extremidade em curto-circuito.....	46
Figura 21: Reflectometria no cabo EPR 50mm <sup>2</sup> com defeito a 150 metros do início em curto-circuito.....	47
Figura 22: Reflectometria no cabo EPR 50mm <sup>2</sup> com defeito a 45 metros do final em curto- circuito.....	48
Figura 23: Reflectometria de baixa tensão aplicada ao cabo EPR 240mm <sup>2</sup> de 500 metros com extremidade aberta.....	49
Figura 24: Perda relativa em dB referente ao modelo de perdas no condutor em função da frequência para um metro do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	52
Figura 25: Resposta em frequência do cabo de 195 metros EPR 50mm <sup>2</sup> e do modelo nativo do QUCS .....	53
Figura 26: Comparação das perdas relativas em dB referente aos modelos de perdas no dielétrico e no condutor em função da frequência dimensionadas para um metro do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	54
Figura 27: Resposta em frequência do cabo de 195 metros EPR 50mm <sup>2</sup> e do modelo de parâmetros concentrados com perdas no condutor e no dielétrico .....	54
Figura 28: Medida experimental de reflectometria no trecho de 45 metros do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	56
Figura 29: Medida experimental de reflectometria no trecho de 150 metros do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	56
Figura 30: Medida experimental de reflectometria no trecho de 195 metros do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	56
Figura 31: Comparação entre os dados coletados experimentalmente e a simulação do modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas constantes para um trecho de 45 metros de cabo.....	57
Figura 32: Comparação entre os dados coletados experimentalmente e a simulação do modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas para um trecho de 45 metros de cabo.....	58
Figura 33: Comparação entre modelos de LT de parâmetros concentrados com perdas no condutor e dielétrico e perdas no dielétrico apenas, em 45 metros de cabo .....	58
Figura 34: Comparação entre o sinal experimental e modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas no dielétrico em 195 metros de cabo .....	60

Figura 35: Comparação entre o sinal experimenta e modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas no dielétrico em 150 metros de cabo .....	61
Figura 36: Reflexão simulada para um trecho de 1 km do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	61
Figura 37: Estrutura do reflectômetro no domínio do tempo utilizando pulso único de alta tensão.....	63
Figura 38: Reflectometria de alta tensão aplicada ao cabo EPR 50mm <sup>2</sup> de 195 metros com extremidade aberta.....	64
Figura 39: Estrutura do reflectômetro no domínio do tempo utilizando pulso único de alta tensão e cabo como capacitor.....	65
Figura 40: Reflectometria de alta tensão aplicada ao cabo EPR 50mm <sup>2</sup> de 195 metros com cabo carga de EPR 50mm <sup>2</sup> .....	66
Figura 41: Reflectometria de alta tensão aplicada ao cabo EPR 50mm <sup>2</sup> com cabo carga de EPR 240mm <sup>2</sup> .....	67
Figura 42: Ativação de defeito pelo pulso de alta tensão da reflectometria .....	68
Figura 43: Diagrama em blocos do sistema de detecção de falhas proposto para a simulação. ....	70
Figura 44: Pulso de alta frequência acoplado ao pulso de alta tensão simulado .....	70
Figura 45: Sinal de reflectometria do modelo de 1 km de comprimento filtrado e atenuado .....	71
Figura 46: Pulso incidente simulação do sistema de pulsos acoplados .....	71
Figura 47: Pulso refletido do sistema de pulsos acoplados.....	72
Figura 48: Diagrama em blocos do sistema de detecção de falhas com pulsos acoplados desenvolvido. ....	73
Figura 49: Circuito do gerador de pulso de alta tensão com 3 seções de disparo de SCR.....	74
Figura 50: Simulação de disparo do gerador de pulsos de alta tensão.....	75
Figura 51: Sinal do gerador de pulsos de alta tensão .....	76
Figura 52: Transição do pulso de alta tensão .....	76
Figura 53: Indutor do gerador de pulso de alta tensão.....	77
Figura 54: Modelo de alta frequência para o indutor do gerador de pulso de alta tensão .....	78
Figura 55: Módulo da impedância do indutor em função da frequência. ....	78
Figura 56: Ângulo de fase da impedância do indutor em função da frequência. ....	78

Figura 57: Comparação entre os pulsos de alta tensão do circuito original (traço azul) e após a inclusão do indutor (traço vermelho).....	79
Figura 58: Aplicação de mosfets tipo n para geração de pulsos rápidos. Fonte: O autor (2014).....	80
Figura 59: Sinal adquirido do gerador de pulsos rápidos. Fonte: O autor (2014).....	81
Figura 60: Reflectometria no trecho de 195 metros do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> com aplicação do gerador de pulsos desenvolvido. Fonte: O autor (2014) .....	82
Figura 61: Reflectometria no trecho de 180 metros do cabo EPR 240mm <sup>2</sup> com aplicação do gerador de pulsos desenvolvido. Fonte: O autor (2014) .....	82
Figura 62: Resposta em frequência do filtro ressonante. ....	84
Figura 63: Sinal do gerador de pulso rápido coletado após o filtro ressonante.....	84
Figura 64: Circuito supressor de pulso.....	85
Figura 65: Circuito detector de pico de alta tensão .....	86
Figura 66: Sinais resultantes do acionamento do gerador de pulso rápido através do detector de pico.....	86
Figura 67: Resultado do acoplamento do pulso de baixa tensão e alta frequência ao pulso de alta tensão. Fonte: O autor (2014).....	87
Figura 68: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo RG 58 de 13 metros. ....	88
Figura 69: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo EPR 50 mm <sup>2</sup> de 45 metros .....	89
Figura 70: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo EPR 50 mm <sup>2</sup> de 150 metros .....	89
Figura 71: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo EPR 240 mm <sup>2</sup> de 13 metros .....	90
Figura 72: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo EPR 240 mm <sup>2</sup> de 127 metros .....	91
Figura 73: Reflectometria com pulsos acoplados aplicada ao cabo EPR 50 mm <sup>2</sup> de 45 metros. Amplitude do Sinal de Trigger e Reflectometria apresentados no eixo da direita e Pulso de Alta Tensão no eixo da esquerda .....	92
Figura 74: Reflectometria com pulsos acoplados aplicada ao cabo EPR 50 mm <sup>2</sup> de 45 metros. Amplitude do Sinal de Trigger e Reflectometria apresentados no eixo da direita e Pulso de Alta Tensão no eixo da esquerda .....	93
Figura 75: Fotografia da ativação do defeito do cabo EPR 50 mm <sup>2</sup> de 150 metros ..	94

Figura 76: Reflectometria com pulsos acoplados e ativação de defeito aplicada ao cabo EPR 50 mm <sup>2</sup> de 150 metros. Amplitude do Sinal de Trigger e Reflectometria apresentados no eixo da direita e Pulso de Alta Tensão no eixo da esquerda .....	94
Figura 77: Ativação de defeitos em tempos variados.....	95
Figura 78: Sinal de reflectometria por meio do sinal de descarga do defeito .....	96
Figura 79: Reflectometria de alta tensão adquirida com divisor capacitivo desenvolvido e ponta de prova atenuadora 1000x.....	96

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Características do Equipamento IRG 2000 .....	25
TABELA 2 – Características do Equipamento Syscompact 2000M .....	26
TABELA 3 – Parâmetros do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	48
TABELA 4 – Dados do cabo EPR 240mm <sup>2</sup> .....	49
TABELA 5 – Dados para cálculo do modelo de perdas no condutor EPR 50mm <sup>2</sup> ....	52
TABELA 6 – Valores calculados para o modelo de perdas no condutor para a seção de meio metro do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> , modelo da Figura 13. ....	52
TABELA 7 – Valores calculados para o modelo de perdas no dielétrico para a seção de meio metro do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> .....	53
TABELA 8: - Erro percentual de detecção de falha para as simulações com perdas do cabo EPR 50mm <sup>2</sup> de 45 metros .....	59
TABELA 9: - Quantidade de elementos e tempos de simulação para o modelo de LT de 45 metros .....	59
TABELA 10: - Quantidade de elementos e tempos de simulação para o modelo de LT de 45 metros .....	60
TABELA 11: - Erro percentual de detecção de falha utilizando metodologia de FWHM e passagem por zero.....	83
TABELA 12: - Tempo de propagação dos pulsos de alta frequência no cabo RG58 88	
TABELA 13: - Erro percentual de exatidão na detecção de falha dos cabos RG58 de 13 e 14 metros .....	89
TABELA 14: - Tempo de propagação dos pulsos de alta frequência nos cabos EPR de 50mm <sup>2</sup> .....	90
TABELA 15: - Erro percentual de exatidão na detecção de falha dos cabos EPR 50mm <sup>2</sup> de 45 e 150 metros .....	90
TABELA 16: - Tempo de propagação dos pulsos de alta frequência nos cabos EPR de 240mm <sup>2</sup> .....	91
TABELA 17: - Erro percentual de exatidão na detecção de falha dos cabos EPR 240mm <sup>2</sup> de 13 e 127 metros .....	91
TABELA 18: - Erro percentual de detecção de falha dos cabos EPR 50mm <sup>2</sup> de 45 e 150 metros .....	93
TABELA 19: - Tempo de duração entre as duas primeiras reflexões do sinal de alta tensão no cabo EPR de 50mm <sup>2</sup> .....	97

TABELA 20: - Erro percentual de exatidão na detecção de falha do cabo EPR  
50mm<sup>2</sup> de 150 metros por meio da análise do período da ativação de defeito .....97

## **LISTA DE SIGLAS**

XLPE - Polietileno Entrecruzado

EPR - Borracha Extrudada de Etilenopropileno

LT – Linha de Transmissão

TDR – Time Domain Reflectometry

FWHM - Full Width at Half Maximum

QUCS - Quite Universal Circuit Simulator

DC – Direct Current

SCR – Silicon Controlled Rectifier

AWG – American Wire Gauge



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta x$  – comprimento infinitesimal  
 $\Delta C$  – capacitância infinitesimal  
 $\Delta L$  – indutância infinitesimal  
 $\Delta G$  – condutância infinitesimal  
 $\Delta R$  – resistência infinitesimal  
 $\epsilon$  - permissividade elétrica  
 $\lambda$  – comprimento de onda  
 $\mu_r$  – permeabilidade magnética relativa  
 $\epsilon_r$  – permissividade elétrica relativa  
 $v_p$  – velocidade de propagação  
 $Z_0$  – impedância característica  
 $\delta$  – profundidade pelicular  
 $\mu_0$  – permeabilidade magnética do vácuo  
 $\rho$  – resistividade elétrica  
 $\delta_D$  – Tangente de perdas  
 $\Gamma$  – coeficiente de reflexão  
 $Z_L$  – impedância de carga  
 $\Delta t$  – tempo de propagação  
 $\alpha_D$  – perdas no dielétrico  
 $\alpha_C$  – perdas no condutor  
 $\sigma$  – desvio padrão relativo

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	20
1.1	CONTEXTO .....	21
1.2	MOTIVAÇÃO .....	26
1.3	OBJETIVOS .....	27
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO .....	28
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	30
2.1	LINHAS DE TRANSMISSÃO ELETROMAGNÉTICAS – MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS .....	30
2.2	PERDAS NO CONDUTOR – EFEITO PELICULAR .....	33
2.3	PERDAS NO DIELÉTRICO .....	36
2.4	MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS COM PERDAS .....	39
2.5	COEFICIENTE DE REFLEXÃO E REFLECTOMETRIA NO DOMÍNIO DO TEMPO .....	40
3	TDR APLICADA A CABOS ISOLADOS DE MÉDIA TENSÃO E MODELO DE PERDAS .....	45
3.1	TDR DE BAIXA TENSÃO .....	45
3.2	MODELO DE PERDAS E SIMULAÇÕES .....	50
3.2.1	ANÁLISE NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA E EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS .....	50
3.2.2	ANÁLISE NO DOMÍNIO DO TEMPO .....	55
4	TDR DE ALTA TENSÃO COM PULSO ÚNICO .....	63
4.1	REFLECTÔMETRO DE ALTA TENSÃO .....	63
4.2	REFLECTÔMETRO DE ALTA TENSÃO COM CHAVE SPARK GAP E CABO COMO CAPACITOR .....	65
4.3	ATIVAÇÃO DE DEFEITOS PELO PULSO DE ALTA TENSÃO .....	67
5	TDR EM ALTA TENSÃO COM PULSO DUPLO ACOPLADO .....	69
5.1	SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE PULSOS ACOPLADOS .....	69

5.2	GERADOR DE PULSOS DE ALTA TENSÃO .....	73
5.2	GERADOR DE PULSO RÁPIDO .....	79
5.3	FILTRO PASSA FAIXA .....	83
5.4	SISTEMA DE SUPRESSÃO DO PULSO INCIDENTE E AQUISIÇÃO DE DADOS.....	84
5.5	PULSOS ACOPLADOS .....	85
5.6	VALIDAÇÃO DO SISTEMA.....	87
5.6.1	MEDIDAS COM O GERADOR DE PULSO DE ALTA FREQUÊNCIA...	87
5.6.2	MEDIDAS COM PULSOS ACOPLADOS .....	92
5.6.3	ATIVAÇÃO DE DEFEITO E MEDIDAS COM PULSOS ACOPLADOS .	93
5.6.4	MEDIDAS DEFEITO COM PULSO DE ALTA TENSÃO.....	95
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	98

## 1 INTRODUÇÃO

O fornecimento de energia elétrica, por meio de redes de distribuição aéreas, é eventualmente interrompido devido ao contato dos condutores com galhos de árvores, queda de postes ocasionada pela colisão de veículos ou mesmo quando a linha de transmissão é atingida por descargas atmosféricas. Uma das soluções para este problema é a utilização de rede de distribuição de energia elétrica subterrânea, que, além de mais confiável, possui a vantagem de evitar contato de pessoas e animais com os condutores energizados, evitando acidentes. Outro fator que favorece a utilização desse tipo de rede é a preocupação com a evolução da urbanização dos grandes centros.

Os equipamentos elétricos utilizados em redes de distribuição subterrâneas, como cabos, transformadores, conectores e terminações, possuem características físicas com capacidade de suportabilidade elétrica e de intempéries ambientais diferenciadas dos mesmos equipamentos aplicados nas redes de distribuição aéreas, impactando diretamente na complexidade e nos custos destes.

Por se tratarem de equipamentos instalados em locais de difícil acesso, o monitoramento no decorrer da vida útil, ou mesmo no momento de falha, é necessário para facilitar a identificação do local do problema e viabilizar a intervenção sobre a falha. Cada equipamento possui uma técnica, ou um conjunto de técnicas que se adequam melhor a essa identificação.

Os cabos aplicados nessas redes constituem o objeto que o sistema desenvolvido neste trabalho deve atender, sendo que este sistema aplica a técnica de reflectometria no domínio do tempo (TDR) com sinais de alta tensão, de modo que o elevado campo elétrico seja capaz de ativar defeitos existentes na camada dielétrica.

Para atingir os objetivos estabelecidos foram elaborados experimentos para familiarização com a TDR, utilizando sinais de baixa tensão e experimentos com a aplicação de sinais de alta tensão, com pulso único e pulsos acoplados.

Foi evidenciado durante a aplicação dos experimentos em baixa tensão e com pulso único de alta tensão que as elevadas perdas de sinais de alta frequência neste tipo de cabo poderiam inviabilizar a utilização da TDR em trechos com comprimento muito elevado de cabo, da ordem de quilômetros, e por este motivo foi elaborada a caracterização e modelagem do cabo  $\text{EPR } 50\text{mm}^2$  aplicado em linhas de 8,7/15 kV para entender a natureza das atenuações.

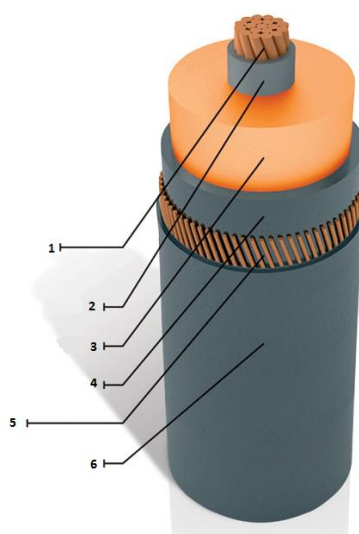
Como proposta alternativa a esses experimentos foram elaboradas simulações para aplicação da TDR com pulsos acoplados e desenvolvimento de circuitos eletrônicos para este fim.

Com vistas à contextualização do tema aqui proposto serão apresentados neste trabalho os conceitos que relacionam a maior ocorrência de defeitos nestes cabos, algumas técnicas que caracterizam o nível de degradação da camada dielétrica, alguns equipamentos comercializados que utilizam a TDR, os agentes motivadores do estudo, quais objetivos serão atingidos e a estrutura da apresentação do desenvolvimento.

### 1.1 CONTEXTO

Os cabos utilizados em redes de distribuição de energia elétrica subterrânea de média tensão, 8,7/15 ou 12/20 kV, são em sua totalidade, compostos pela estrutura de um cabo coaxial (MAMEDE, 1994) como apresentada na Figura 1, sendo:

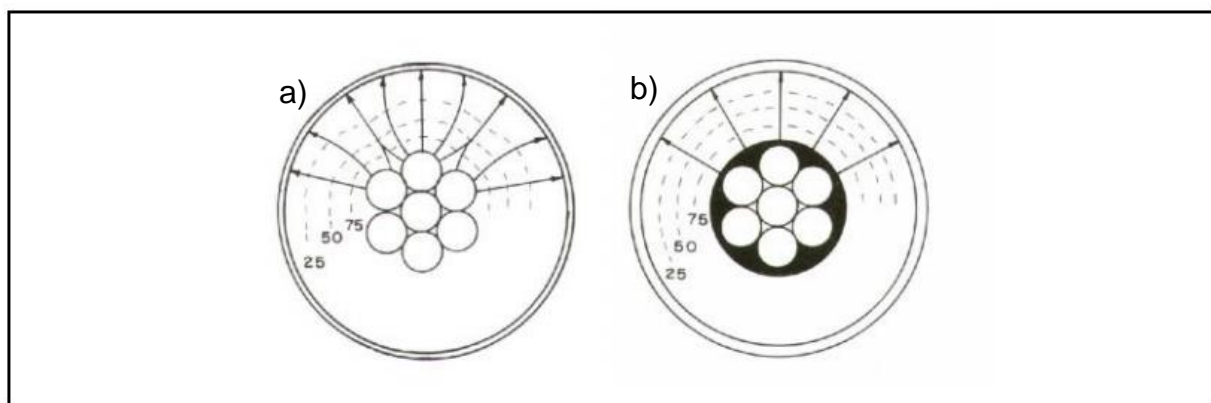
- 1 – Representa o condutor central;
- 2 – A camada semicondutora interna;
- 3 – O dielétrico;
- 4 – A camada semicondutora externa;
- 5 – A blindagem externa;
- 6 – A capa protetora isolante.



*Figura 1: Estrutura de cabos isolados*

*Fonte: PRYSMIAN (2013)*

As camadas semicondutoras, interna e externa, são responsáveis por uniformizar a distribuição radial do campo elétrico no interior da camada dielétrica do cabo (Figura 2), tendo em vista que o entrelaçamento dos cabos que formam o condutor central não apresenta uma estrutura cilíndrica (MAMEDE, 1994). Por fim, a blindagem externa opera de forma a confinar no interior do cabo o campo elétrico gerado pelo condutor central (PALUDO, 2009).

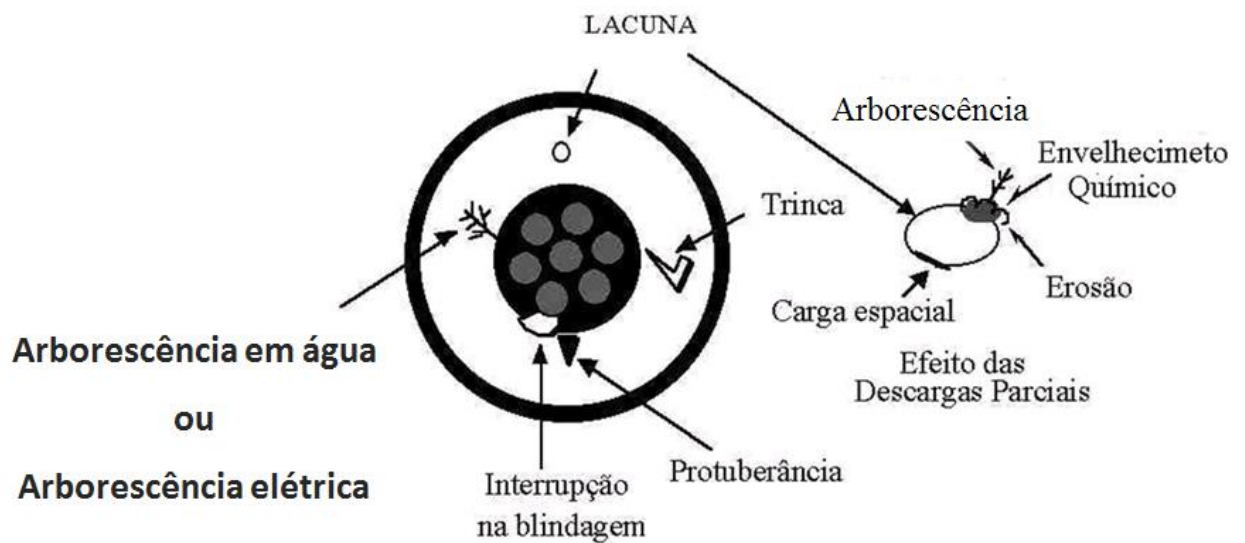


*Figura 2: Linhas de campo elétrico radial no cabo sem (a) e com (b) a camada semicondutora  
Fonte: MAMEDE FILHO (1994)*

Os possíveis defeitos na camada isolante do cabo, que podem causar ruptura dielétrica quando submetido ao campo elétrico, são oriundos de falhas no processo de fabricação, danos no momento da instalação ou degradação causada por intempéries ambientais no local em que o cabo se encontra instalado.

A Figura 3 ilustra tais defeitos, onde as lacunas, protuberâncias e interrupção na blindagem correspondem a falhas construtivas. Trincas e interrupção da blindagem podem ser provocadas por esforços mecânicos durante a instalação. As arborescências em água correspondem à penetração de umidade no polímero.

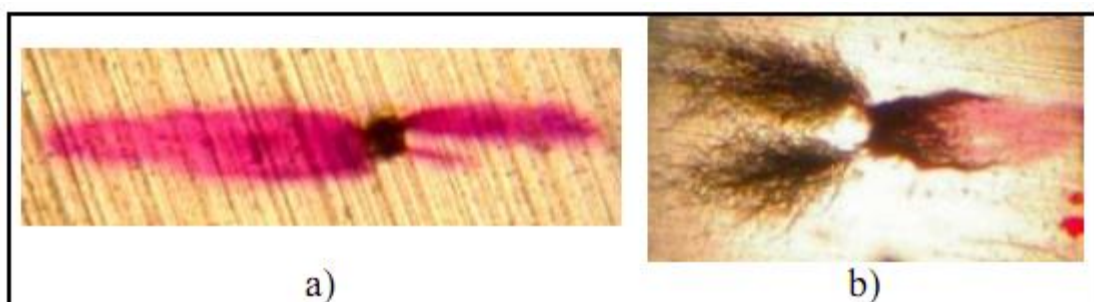
Esses defeitos, quando submetidos ao campo elétrico, favorecem o surgimento de descargas parciais. Por sua vez, estas descargas formam carbonização e por fim caminhos condutivos. Estes caminhos são chamados de arborescências elétricas, que podem atravessar o volume do dielétrico causando sua completa ruptura (DISSADO e FOTHERGILL, 1992; PIAZZA, 2001).



*Figura 3: Ilustração de possíveis defeitos*  
*Fonte: PIAZZA (2001)*

Os principais materiais aplicados na camada dielétrica são o polietileno entrecruzado (XLPE) e borracha extrudada de etilenopropileno (EPR), pois possuem características dielétricas muito semelhantes (DARSKI ROCHA, 2007).

Na Figura 4a é possível verificar a micrografia de uma lacuna com arborescência em água, após condicionamento em solução de azul de metileno, de uma amostra de XLPE retirada de um cabo degradado em campo. Na Figura 4b está representada a micrografia de uma arborescência elétrica, com a ocorrência de caminhos carbonizados no polímero, após a ocorrência da ruptura dielétrica.



*Figura 4: (a) arborescência em água; (b) arborescência elétrica*  
*Fonte: RIBEIRO JUNIOR (2008)*

A detecção preventiva de possíveis falhas em cabos da rede de distribuição de energia elétrica se mostra de grande valia para assegurar a confiabilidade na manutenção do fornecimento e a qualidade da energia elétrica entregue ao consumidor.

A verificação da ocorrência de descargas parciais em um cabo é aplicada como uma técnica de verificação de seu estado de degradação. As descargas parciais resultam em uma rápida transferência de cargas entre as superfícies de um vazão na direção oposta ao campo elétrico aplicado (SWINKA FILHO, 2000). Esta condição pode ser mensurada por equipamentos sensíveis a estas variações de carga e apresentam resultados que quantificam ou apenas detectam a ocorrência de uma descarga. Não existe uma medida que defina que um cabo vai sofrer ruptura dielétrica de acordo com o nível de descargas parciais nele presentes, mas o acompanhamento do avanço dessa medida é utilizado como parâmetro de intervenção.

Outra forma de avaliar o estado de degradação de um cabo é por meio da aplicação da técnica de tensão de retorno da camada dielétrica (PIAZZA, 2001; BRESSAN, 2006). Esta técnica consiste em aplicar tensão DC, durante tempo suficiente para polarizar os dipolos e cargas espaciais. Após remover este potencial e em seguida monitorar a tensão resultante dos dipolos polarizados é verificado que estes possuem um tempo de relaxação para retornar ao estado de equilíbrio. O nível de degradação da camada dielétrica influencia no tempo de relaxação dos dipolos.

O aumento da corrente de fuga de cabos isolados é outro forte indício do aumento da degradação da camada dielétrica do cabo e pode ser interpretada como a redução da resistência de isolamento. Este aumento de degradação resulta num comportamento não linear da resistência de isolamento (VELASCO, 2013).

Além da utilização dessas técnicas apresentadas que avaliam o estado de degradação da camada dielétrica do cabo, técnicas específicas são utilizadas para a localização de defeitos.

O método de detecção de campo magnético ao longo do cabo é utilizado aplicando um sinal de frequência audível no cabo efetuando o acompanhamento do traçado do cabo na superfície do solo com uma bobina ligada a um transdutor acústico, geofone, de modo a identificar falhas no isolamento do cabo. Outra forma de aplicar este método de detecção é aplicando um surto de tensão no cabo de modo a ativar os defeitos da camada dielétrica e detectar sinais sonoros através de sensores instalados no solo, sobre a rede (SOLIDAL, 2007).

As técnicas acústicas apresentam boa resposta em locais pouco ruidosos, já em regiões como nos grandes centros urbanos este tipo de análise fica comprometida devido à inúmeras fontes sonoras.



Outra técnica que se destaca para a localização de defeitos é a reflectometria no domínio do tempo. A TDR se caracteriza pela análise de pulsos eletromagnéticos rápidos injetados no cabo e que se propagam ao longo de seu comprimento. Parte da energia destes pulsos pode ser refletida, devido a defeitos ou degradações que alteram a impedância característica local do cabo, e assim apresentam informações sobre posição e característica do defeito (ATKINSON, 2012). Esta técnica possui a vantagem de poder ser aplicada em campo, sem que haja a necessidade de remoção do cabo, porém é considerada uma técnica *off-line*, ou seja, aplicada com o cabo desenergizado.

Os equipamentos conhecidos comercialmente utilizam a TDR com pulsos de baixa tensão e pulsos sequenciais (NEIER, 2009). O método de múltiplo impulso é aplicado quando o pulso de baixa tensão de reflectometria não consegue identificar os defeitos de degradação. Este método consiste na aplicação de um pulso de alta tensão, utilizado para ativar os defeitos de degradação, seguido de um segundo pulso ou múltiplos pulsos de reflectometria.

Dos equipamentos que utilizam a TDR em baixa tensão é possível citar o IRG 2000 da fabricante BAUR. As características deste equipamento estão apresentadas na TABELA 1.

TABELA 1 – Características do Equipamento IRG 2000

Dimensões	220mm x 130mm x 75mm
Peso	Aprox 1,1 kg
Tensão do Pulso de TDR	10 a 60 V
Duração do Pulso de TDR	0,04 a 10 us
Resolução	0,4 m
Precisão	0,2%
Faixa de medição	0-65 km
Impedância de saída	10 - 250 $\Omega$

FONTE: BAUR (2014)

Os equipamentos comercializados que utilizam o método de pulsos múltiplos apresentam dimensões elevadas, pois o módulo de alta tensão é montado em um tipo de carrinho. Como exemplo é possível citar o Syscompact 2000M da mesma fabricante que o IRG 2000. As características o Syscompact 200M estão descritas na TABELA 2.

TABELA 2 – Características do Equipamento Syscompact 2000M

Dimensões	490mm x 500mm x 1070mm
Peso	Aprox 90 kg
Tensão do pulso de Alta Tensão	1 a 16 kV
Tensão do Pulso de TDR	10 a 60 V
Duração do Pulso de TDR	0,04 a 10 us
Resolução	0,4 m
Precisão	0,1%
Faixa de medição	0-65 km
Impedância de saída	10, 20, 30, 50, 80, 100, 150 e 250 $\Omega$

FONTE: BAUR (2014)

Como ideia de desenvolvimento inicial, pensou-se na aplicação de um pulso de reflectometria único, com amplitude próxima a tensão nominal de operação do cabo. Este pulso deveria ser capaz de ionizar os defeitos existentes no dielétrico, causando alteração na impedância local do cabo, resultando na reflexão da parcela de energia correspondente a esta alteração.

Dados coletados no início do desenvolvimento do projeto deixam claro que a atenuação dos pulsos rápidos (dezenas de nanossegundos) nestes cabos é muito acentuada, para comprimentos da ordem de centenas de metros. Esta redução do campo elétrico pode resultar na não ativação de defeitos muito distantes do início do cabo.

A compensação da atenuação pelo aumento da amplitude do pulso não se mostrou adequado, pois, caso a tensão ultrapasse a nominal do cabo, defeitos no trecho inicial poderiam ser gerados, o que é indesejável.

Para entender quais fenômenos estão relacionados à atenuação destes sinais de alta frequência, foi elaborado um modelo de linha de transmissão com perdas que permitiu a simulação elétrica dos cabos utilizados tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo. Estas simulações foram de grande valia para o desenvolvimento da instrumentação associada ao projeto.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

Os equipamentos comercializados que utilizam a técnica TDR para localização de defeitos em cabos são, em sua totalidade, importados e apresentam custo muito elevado, acima de R\$ 300.000,00. O custo de manutenção destes

equipamentos é outro fator que deve ser destacado, pois depende de assistência técnica internacional.

Neste contexto, o desenvolvimento de um equipamento TDR nacional proporcionará um maior conhecimento da tecnologia, além da redução de custos de aquisição e manutenção.

Outro ponto de destaque em decorrência da nacionalização deste tipo de equipamento é o incentivo à cultura de prevenção de falhas no sistema de distribuição de energia elétrica brasileiro.

### 1.3 OBJETIVOS

Dando enfoque a área de instrumentação eletrônica, objetivou-se com este trabalho o desenvolvimento de um sistema, que faz uso da técnica de reflectometria no domínio do tempo, para a localização de faltas em cabos isolados aplicados em redes subterrânea de transmissão e distribuição de energia elétrica de média tensão. Este sistema/equipamento deve possuir características de funcionamento e detecção de falhas equivalentes aos equipamentos comercializados e deve ser concebido com componentes de fácil substituição pelo mercado nacional, visando a um baixo custo e agilidade na manutenção.

Com este equipamento em uso espera-se melhorar as condições de trabalho de setores responsáveis pela manutenção dessas redes.

Os itens abordados para atingir os resultados serão:

- Desenvolver aparato experimental para familiarização com a TDR em baixa tensão.
- Analisar as causas da atenuação de sinais de alta frequência em cabos isolados:
  - Desenvolver um modelo de linha de transmissão com perdas para aplicação em simulações.
  - Comparar dados experimentais coletados com dados simulados.
- Desenvolver aparatos experimentais para direcionamento da aplicação da TDR em alta tensão, utilizando:
  - Técnica com pulso único de alta tensão e técnica com pulso de alta frequência e baixa amplitude acoplado no pico de um pulso de alta tensão e baixa frequência.
- Validar o sistema:

- Aplicar defeitos conhecidos em cabos isolados
- Adquirir reflectometrias em baixa e em alta tensão com defeitos ativados com erro de localização de defeito menor que 1%..

#### 1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No primeiro capítulo deste trabalho estão apresentados os elementos que serão estudados, como os cabos e seus principais defeitos, assim como os ambientes onde são instalados. Neste capítulo, ainda é apresentado os objetivos pretendidos com o desenvolvimento e seu agente motivador.

No capítulo dois são abordados os temas necessários para o entendimento de assuntos relativos ao objeto de estudo, como explanação dos conceitos de linhas de transmissão eletromagnéticas, agentes causadores de perdas de sinais de alta frequência, a forma como estas perdas podem ser modeladas, os conceitos que explicam a reflectometria no domínio do tempo aplicada como uma técnica de localização de defeitos e as formas como os sinais de alta frequência podem ser analisados visando a minimização de erros.

No capítulo três está apresentado com maior clareza a TDR e a aplicação do modelo de linhas de transmissão com perdas, modelado por meio da análise e coleta de dados de um cabo real. Este modelo é validado no domínio da frequência e no domínio do tempo e fornece respostas sobre o principal agente causador de perdas de sinais de alta frequência em cabos isolados aplicados em redes subterrâneas.

No capítulo quatro são apresentados os experimentos com pulso único de alta tensão, visando à ativação de defeitos da camada dielétrica, e os resultados comprovando o elevado grau de atenuação sofrido pelos sinais de alta frequência nestes cabos.

O capítulo cinco apresenta o desenvolvimento do experimento com pulsos acoplados, onde no pico do pulso de alta tensão é inserido um pulso de alta frequência. Para atingir os objetivos de ativação de defeitos na camada dielétrica e detecção destes, foram aplicados circuitos eletrônicos dimensionados para sinais de alta tensão e alta frequência, formando um complexo sistema de instrumentação, sendo cada elemento apresentado de forma detalhada.

Por fim, o capítulo seis apresenta as conclusões do trabalho e as perspectivas para projetos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo serão apresentados conceitos teóricos necessários para o entendimento dos fenômenos físicos que influenciam nos resultados adquiridos por meio dos experimentos que aplicam a TDR.

A caracterização de uma linha de transmissão real pode ser simplificada quando interpretada por meio de simuladores de circuitos convencionais, metodologia essa que foi aplicada ao longo do trabalho. A propagação de sinais eletromagnéticos em linhas de transmissão é influenciada pela frequência do sinal, pois mecanismos relacionados com as perdas respondem de maneira diferente para cada faixa de frequência.

Nos tópicos abordados serão apresentadas as formas de dimensionamento dessas perdas inseridas no modelo de linha de transmissão, de modo a permitir o entendimento da natureza das perdas de sinais de alta frequência aplicados a estes cabos e com isso propor os aparatos experimentais que resultem na ativação e detecção de defeitos em comprimentos elevados de cabo.

Os conceitos físicos que explicam o funcionamento da técnica de reflectometria no domínio do tempo são apresentados, assim como a metodologia de análise dos sinais de reflectometria visando à redução de erro de detecção de falha.

### 2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO ELETROMAGNÉTICAS – MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS

É possível modelar um trecho de linha de transmissão coaxial (LT) através de sua representação simplificada com a utilização de elementos discretos de circuito (resistor, capacitor e indutor). Este é chamado de modelo de parâmetros concentrados e expressa os fenômenos físicos relacionados à corrente e tensão que ocorrem em uma linha real.

Considerando um cabo coaxial, seu modelo de parâmetros concentrados pode ser representado como o modelo da Figura 5 (FUCHS, 1977), sendo que  $\Delta x$  representa o comprimento infinitesimal do cabo,  $\Delta R$  representa a resistência associada ao condutor central,  $\Delta L$  a indutância associada à geometria do cabo,  $\Delta C$  a capacitância e  $\Delta G$  a condutância associadas ao dielétrico. O valor de  $\Delta x$  adotado na

prática deve ser muito inferior que o menor comprimento de onda que se propaga pelo cabo.

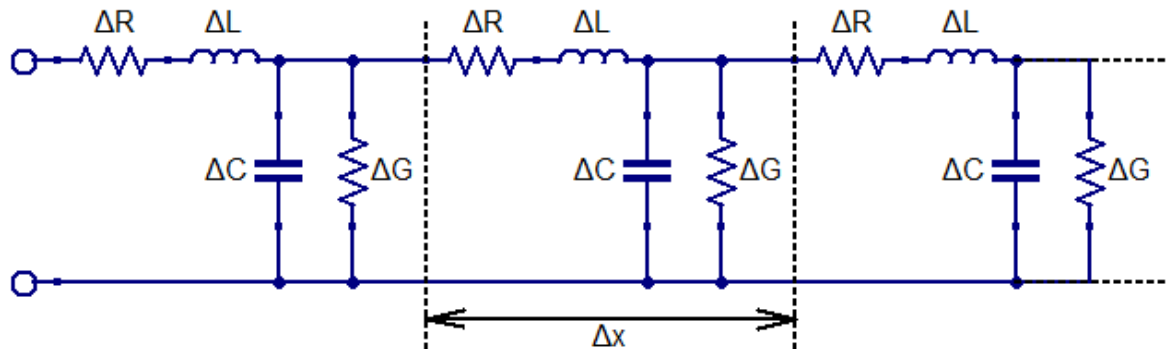


Figura 5: Modelo de parâmetros concentrados de LT  
Fonte: O autor (2014)

A impedância característica  $Z_0$  do cabo pode ser obtida através da equação

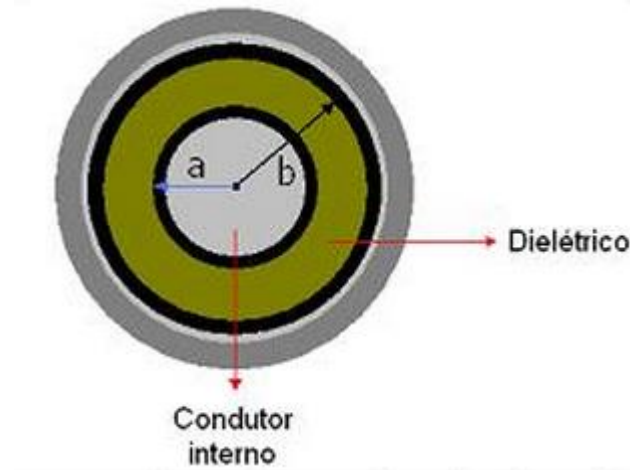
1.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(\Delta R + j\omega\Delta L)}{(\Delta G + j\omega\Delta C)}} \quad [\Omega] \quad (1)$$

Em baixas frequências,  $\Delta R$  e  $\Delta G$  apresentam grande contribuição para a determinação de  $Z_0$ . Já em altas frequências,  $\Delta L$  e  $\Delta C$  apresentam maior contribuição para esta determinação, permitindo simplificar o cálculo de  $Z_0$  como mostrado na equação 2.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\Delta L}{\Delta C}} \quad [\Omega] \quad (2)$$

Interpreta-se um cabo coaxial como um capacitor cilíndrico, com dimensões de raio interno “a” e raio externo “b” do dielétrico como mostrado na Figura 6. Para a análise das dimensões do dielétrico, considera-se as camadas semicondutoras interna e externa como parte integrante do condutor.



*Figura 6: Seção transversal de um cabo isolado de rede de distribuição subterrânea  
Fonte: RIBEIRO JUNIOR (2008)*

A capacitância do cabo coaxial pode ser obtida por meio da equação do capacitor cilíndrico, equação 3. Sendo que  $\epsilon$  é a permissividade elétrica do dielétrico.

$$\Delta C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)} \quad [\text{F/m}] \quad (3)$$

A indutância do cabo coaxial pode ser obtida através da equação 4. Sendo  $\mu$  a permeabilidade magnética do dielétrico. Por se tratar de um material não magnético, considera-se  $\mu_r = 1$ , sendo  $\mu_r$  a permeabilidade magnética relativa do condutor.

$$\Delta L = \frac{\mu}{2\pi} \ln(b/a) \quad [\text{H/m}] \quad (4)$$

A velocidade de propagação  $vp$  de uma onda eletromagnética em um cabo coaxial pode ser calculada através da equação 5.

$$vp = \lambda f = \frac{c}{n} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad [\text{m/s}] \quad (5)$$

Onde  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $f$  a frequência do sinal aplicado,  $c$  a velocidade da luz,  $n$  o índice de refração do meio dielétrico,  $\epsilon_r$  a permissividade elétrica relativa do dielétrico.

Esta velocidade de propagação pode ser expressa em função da capacitância e indutância do cabo coaxial, conforme equação 6.

$$vp = \frac{1}{\sqrt{\Delta L \Delta C}} \quad [\text{m/s}] \quad (6)$$

O correto dimensionamento do modelo de parâmetros concentrados de uma LT deve ser tal que a distribuição de elementos infinitesimais não resulte em



reflexões. Para isso deve-se calcular o número mínimo de segmentos  $N$  que represente o cabo de comprimento  $l$  submetido ao comprimento de onda da máxima frequência do sinal aplicado, como apresentado na equação 7.

$$N \geq 10 \frac{l}{\lambda_{min}} \quad (7)$$

O modelo de parâmetros concentrados é utilizado para representar a impedância característica e o atraso de propagação de um sinal eletromagnético de uma LT. Para determinar as atenuações e dispersões causadas em um sistema real deve-se considerar perdas dissipativas associadas aos elementos do sistema.

Os modelos propostos para perdas no condutor e no dielétrico, apresentados nos próximos itens, são dependentes da frequência do sinal que se propaga na LT, não podendo ser representados por uma simples resistência ou condutância.

## 2.2 PERDAS NO CONDUTOR – EFEITO PELICULAR

Os primeiros estudos sobre o efeito pelicular datam de 1889, quando Kelvin apresentou um estudo deste efeito em condutores cilíndricos (HIGGINS, 1941). Este fenômeno se caracteriza pela tendência dos portadores de carga em circular pela superfície do condutor devido ao aumento da frequência do sinal e consequente interação entre os próprios portadores de carga. Com a diminuição da área efetiva do condutor há o aumento de sua resistência e por consequência o aumento das perdas.

A Figura 7 ilustra a distribuição da densidade de corrente por meio do corte longitudinal de um condutor cilíndrico. A circulação de corrente elétrica alternada através de um condutor faz com que a variação do campo magnético em seu interior resulte em uma ddp proporcional a variação do fluxo magnético. Consequentemente surgem correntes parasitas (correntes de Foucault) ao redor dessa linha de campo (STOLL, 1974). A soma das correntes parasitas com a corrente principal resulta na intensificação da corrente na periferia do condutor e redução na região central decorrentes da força de Laplace. Como a variação do campo magnético é função do tempo, o aumento da frequência intensifica essa condição (DIAS, 2011).

Vale salientar que a força de Laplace consiste na força de afastamento entre as linhas de corrente devido à interação do campo magnético gerado pelas linhas vizinhas. Esta força é independente da frequência e resulta em um afastamento adicional dos portadores de carga.

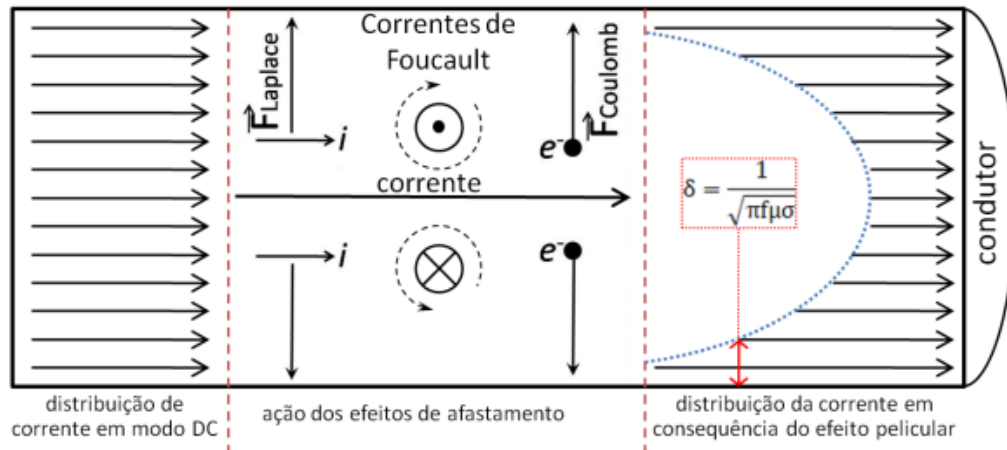


Figura 7: Corte longitudinal de um condutor cilíndrico para exemplificação do efeito pelicular.

Fonte: DIAS (2011)

O modelo de Dowell (DOWELL, 1966) propõe a utilização de elementos de circuito (resistências e indutâncias), conectados de forma a proporcionar uma variação da resistência em função da frequência, seguindo a mesma lei que rege as perdas no condutor. A Figura 8 apresenta a topologia do modelo proposto por Dowell.

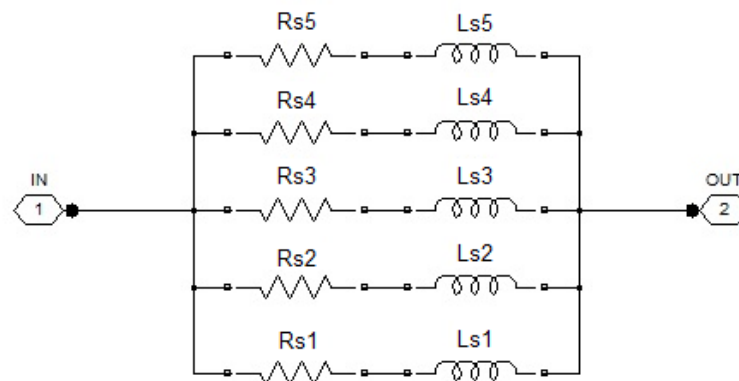


Figura 8: Topologia do modelo para perdas no condutor segundo Dowell

Fonte: O autor (2014)

Este modelo tem como objetivo representar uma impedância variável com a frequência. A impedância equivalente desse conjunto aumenta com a elevação da frequência do sinal aplicado, resultando em maior dissipação dos sinais de frequências mais elevadas.

A profundidade pelicular  $\delta$  é tida como a região onde densidade de corrente cai para  $1/e$  do seu valor máximo na borda do condutor e pode ser calculada pela

equação 8. Nesta equação  $\rho$  é a resistividade  $\mu$  a permeabilidade magnética do material que forma o condutor.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0}} \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \approx 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (8)$$

Para o correto dimensionamento do modelo, considera-se que a frequência na qual a resistência do condutor começa a ser alterada de maneira significativa é a frequência mínima do modelo. Para condutores cilíndricos, verifica-se que esta frequência mínima ocorre para valores de  $\delta$  próximos ao raio do condutor.

Tomando-se o modelo da Figura 8, encontrou-se empiricamente uma relação entre o raio do condutor  $r$  e a frequência mínima, dada pela equação 9.

$$f_{min} \approx 224 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r r^2}} \quad (9)$$

A máxima frequência do modelo é determinada pela máxima frequência presente no sinal. Com esta condição estabelecida, determina-se o número  $n$  de seções de modo a ter-se uma seção por década de frequência, equação 10.

$$n \geq \log_{10}(f_{max}/f_{min}) \quad (10)$$

A frequência de corte de cada seção RL é dez vezes maior que a anterior, equação 11.

$$f_{c(n+1)} = 10f_{cn} \text{ [Hz]} \quad (11)$$

A resistência  $Rn$  de cada seção aumenta como apresentado na equação 12.

$$R_{(n+1)} = R_n \sqrt{10} \text{ } [\Omega] \quad (12)$$

Em seguida faz-se o equivalente de todas as resistências em paralelo igual à  $R_{DC}$ , como apresentado na equação 13.

$$R_{DC} = \rho \frac{L}{A} = \left( \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \right)^{-1} \text{ } [\Omega] \quad (13)$$

Cada par RL possui uma frequência de corte e por meio desta é possível determinar as indutâncias  $Ln$  de modo a satisfazer a condição da equação 14.

$$L_n = \frac{R_n}{2\pi f_{cn}} \text{ [H]} \quad (14)$$

As indutâncias  $L_n$  de cada seção associada às perdas por efeito pelicular representam a indutância interna do cabo, que varia em função da frequência, como mostrado na Figura 9.

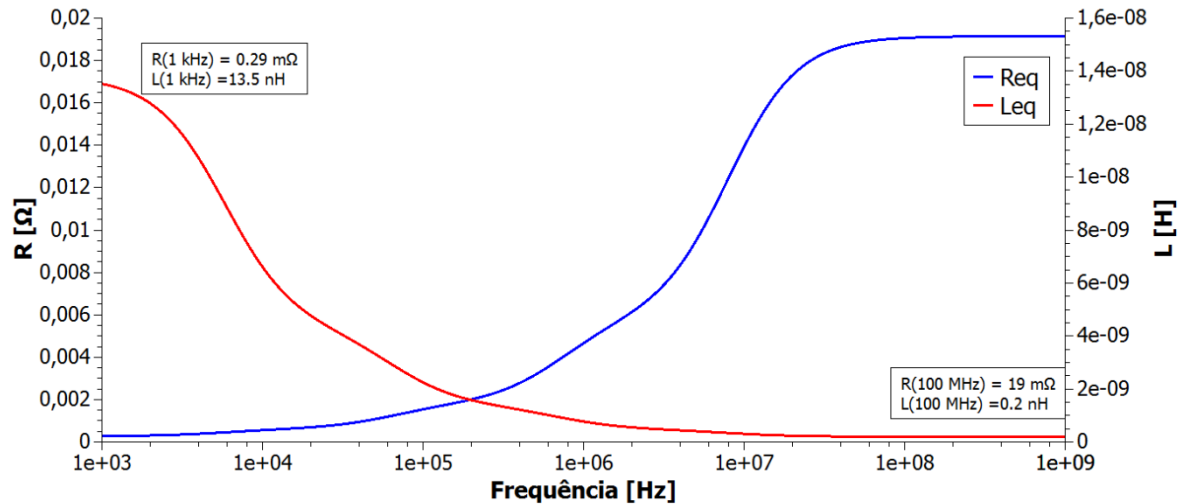


Figura 9: Análise da impedância que modela as perdas no condutor do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>  
Fonte: O autor (2014)

Os dados apresentados na Figura 9 representam a análise prévia da impedância que modela as perdas no condutor, dimensionadas para meio metro do cabo EPR 50 mm<sup>2</sup>, de forma a evidenciar o comportamento do modelo com a variação da frequência.

A indutância total do cabo corresponde à soma das indutâncias interna e externa. A parcela da indutância interna de um cabo coaxial corresponde a um valor entre 5 e 10 % da indutância total.

### 2.3 PERDAS NO DIELÉTRICO

A tangente de perdas  $\delta_D$  define a relação entre a energia dissipada e a energia armazenada em um dielétrico, ou seja, é a relação entre parte real e a parte imaginária da permissividade elétrica do material (JONSCHER, 1983). Quanto maior a  $\delta_D$ , maiores serão as perdas em altas frequências.

Existem diferentes mecanismos de polarização, relaxação ou mecanismos ressonantes que operam em nível molecular ou microscópico no dielétrico (JONSCHER, 1983). Cada um destes fenômenos responde a uma dada frequência e resultam na variação das perdas. De modo geral estes mecanismos de polarização podem ser divididos em três grandes categorias: polarização eletrônica,

polarização atômica e formação de dipolos permanentes. A Figura 10 apresenta a formação desses mecanismos em função da frequência.

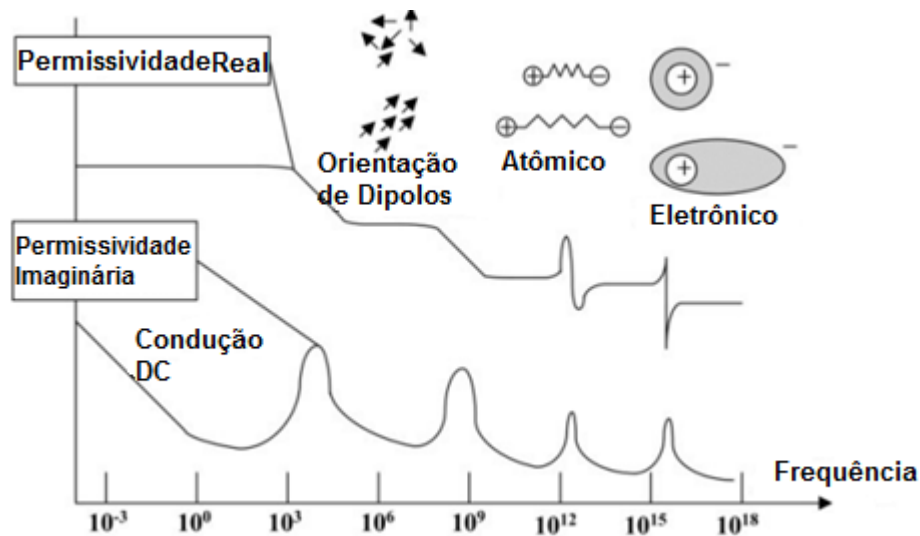


Figura 10: Faixa de frequência dos mecanismos de polarização de materiais dielétricos.  
Adaptado de: LIU et al. (2009).

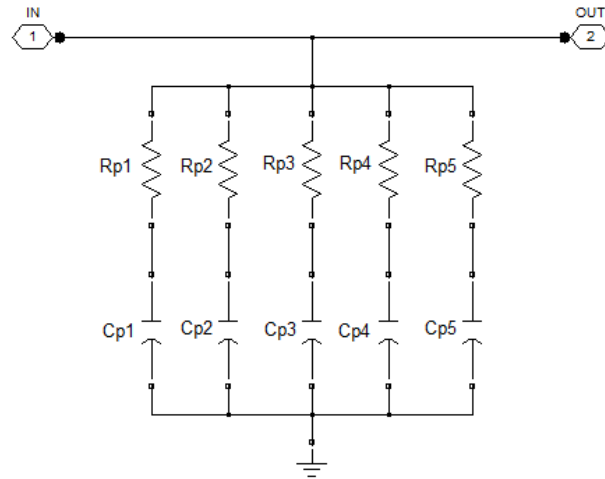
Nas mais altas frequências ocorre a polarização eletrônica, quando o campo elétrico causa um leve deslocamento dos elétrons em relação ao núcleo do átomo.

Para as frequências abaixo da polarização eletrônica, ocorre a polarização atômica, onde há a distorção do arranjo dos núcleos dos átomos que formam a estrutura da molécula.

Todos os materiais poliméricos possuem esses dois primeiros mecanismos de polarização.

Por fim, nas mais baixas frequências, ocorre a formação de dipolos permanentes, quando grupos moleculares, que inicialmente possuíam orientação aleatória, se alinham com o campo elétrico. A interação dos dipolos com o campo vai depender da facilidade com que este dipolo possui em rotacionar dentro do material.

Foster (HJELLEN, 1997) propõe um modelo de Debye modificado que utiliza uma rede de  $n$  seções RC para modelar as perdas no dielétrico numa faixa de frequência que vai de MHz até GHz. Um exemplo da utilização deste modelo é apresentado na Figura 11.



*Figura 11: Topologia do modelo para perdas no Dielétrico segundo Foster  
Fonte: O autor (2014)*

No modelo da Figura 11 a impedância do conjunto diminui com o aumento da frequência, e por estar em paralelo com a LT, atenua os sinais de alta frequência. Observa-se experimentalmente que as perdas no dielétrico aumentam de forma diretamente proporcional à frequência do sinal, para a faixa de frequência de MHz até alguns GHz.

Para dimensionar as perdas no dielétrico, segundo Foster, deve-se definir inicialmente a frequência de corte de cada conjunto RC, como apresentado pela equação 15.

$$f_{cn} = \frac{1}{2\pi R_n C_n} \text{ [Hz]} \quad (15)$$

A máxima frequência presente no sinal determina a máxima frequência do modelo e a frequência de corte da primeira seção RC, equação 16.

$$f_{c1} = f_{m\acute{a}x} \text{ [Hz]} \quad (16)$$

Faz-se a frequência de corte de cada seção ( $n > 1$ ) igual a um décimo da anterior, equação 17.

$$f_{c(n+1)} = f_{cn} / 10 \text{ [Hz]} \quad (17)$$

Determina-se o número  $n$  de seções, de modo que na mínima frequência as perdas sejam menores que 1%, da mesma forma que apresentado na equação 10.

Faz-se todos os capacitores das seções iguais a  $C_1$ , dado pela equação 18.

$$C_1 = \left( \frac{n+1}{n} \right) C_{\infty} \delta_D \text{ [F]} \quad (18)$$

As capacitâncias inseridas para determinação de perdas no dielétrico representam uma proporção da capacitância total do cabo, equação 19, onde  $C_0$  corresponde à capacitância total do cabo,  $C_1$  corresponde à capacitância de cada seção do modelo de perdas e  $C_\infty$  corresponde à parcela restante do modelo de parâmetros concentrados.

$$C_0 = nC_1 + C_\infty \quad [\text{F}] \quad (19)$$

Por fim, determinam-se as resistências  $R_n$  de modo a satisfazer a equação 20.

$$R_n = \frac{1}{2\pi f_{cn} C_1} \quad [\Omega] \quad (20)$$

O comportamento dessa impedância esta apresentado na Figura 12.

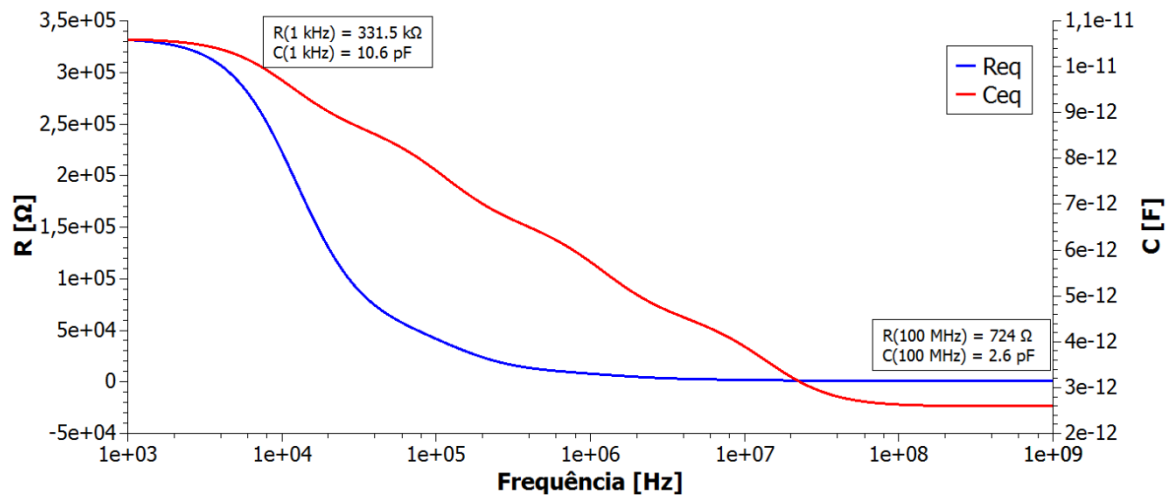


Figura 12: Análise da impedância que modela as perdas no dielétrico do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>  
Fonte: O autor (2014)

Os dados apresentados na Figura 12 representam a análise prévia da impedância que modela as perdas no dielétrico, dimensionadas para meio metro do cabo EPR 50 mm<sup>2</sup>, de forma a evidenciar o comportamento do modelo com a variação da frequência.

## 2.4 MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS COM PERDAS

Por fim o modelo de parâmetros concentrados com perdas no condutor e no dielétrico pode ser representado como mostrado na Figura 13, onde o modelo de perdas no condutor é associado em série e o modelo de perdas no dielétrico é associado em paralelo com o modelo de parâmetros concentrados.

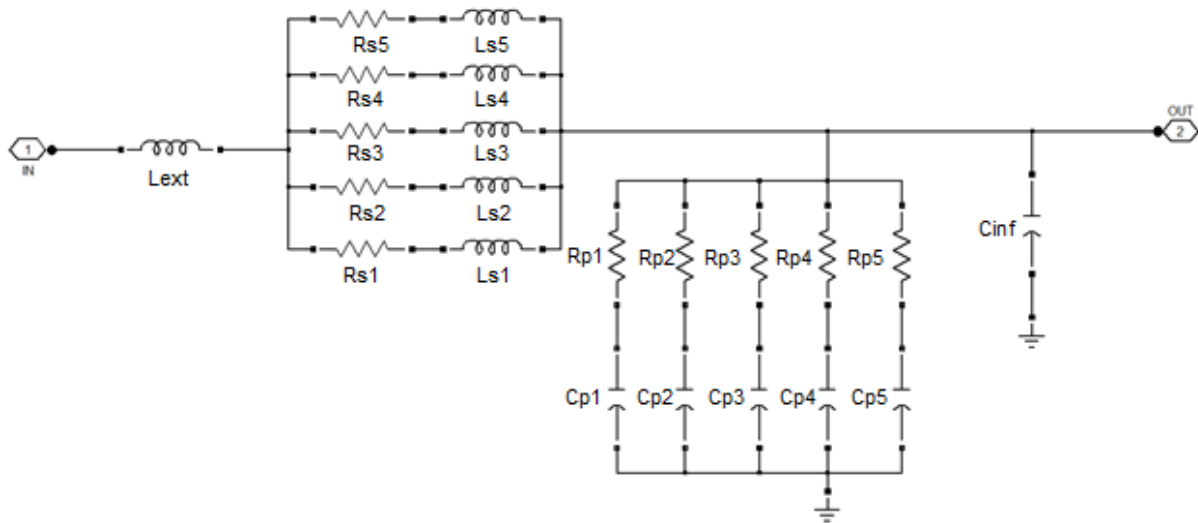


Figura 13: Modelo de parâmetros concentrados com perdas no condutor e no dielétrico  
Fonte: O autor (2014)

Para as condições de dimensionamento do modelo, foi considerado que a indutância externa,  $L_{ext}$ , corresponde à indutância associada aos elementos que envolvem o condutor central. Esta indutância possui valor fixo e foi determinada pela subtração da indutância que modela as perdas por efeito pelicular em baixas frequências da indutância total da LT.

## 2.5 COEFICIENTE DE REFLEXÃO E REFLECTOMETRIA NO DOMÍNIO DO TEMPO

A reflectometria no domínio do tempo se baseia na análise de reflexões de sinais de alta frequência ocasionadas por variações de impedâncias que são interpretadas em um circuito elétrico como descasamentos de impedância.

Considerando uma fonte de tensão  $V_s$ , com resistência interna  $R_s$ , conectada a uma carga com impedância  $Z_L$  por meio de uma LT com impedância característica  $Z_0$ , como apresentado na Figura 14, a relação entre as impedâncias de carga e da LT pode resultar em reflexões de sinal ou completa absorção do mesmo pela carga.

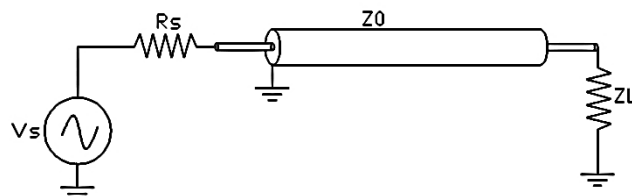


Figura 14: Conexão de uma fonte com uma carga por meio de uma LT  
Fonte: O autor (2014)



O coeficiente de reflexão  $\Gamma$  representa o descasamento de impedância entre dois elementos e determina quanto da energia é refletida quando um sinal passa pelo ponto de união desses dois elementos (WENTWHORTH, 2009). Este coeficiente pode ser calculado pela equação 21.

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (21)$$

Caso não haja descasamento de impedância, ou seja,  $Z_L = Z_0$ , não haverá reflexões e o sinal incidente é completamente absorvido pela carga. Caso  $Z_L > Z_0$ , haverá reflexão do sinal com polaridade igual à do sinal incidente e caso  $Z_L < Z_0$ , haverá reflexão do sinal com polaridade invertida em relação ao sinal incidente.

Essa condição de descasamento se aplica para a relação entre a resistência interna da fonte e a LT.

Em 1939, pesquisadores da área de geologia identificaram relações entre a constante dielétrica do solo, rochas e outros materiais e seu teor de umidade, porém a instrumentação disponível na época limitou os estudos dessa relação. A TDR foi desenvolvida durante a segunda guerra mundial como resultado parcial de uma pesquisa sobre radar aplicado ao solo. Esta nova técnica apresentou uma forma de determinar a umidade do solo em função da sua constante dielétrica. Na década de 1960, com a inclusão dos osciloscópios comerciais, tornou-se viável os testes mais amplos dessa nova tecnologia (FONTGALLAND et al. 2009).

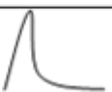
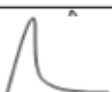


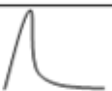

A medida de umidade do solo utilizando a TDR consiste em medir o tempo de propagação de um pulso eletromagnético aplicado em um guia de onda inserido no solo. Com a medida de velocidade de propagação é determinada a permissividade elétrica relativa do solo, que está diretamente relacionada com o percentual de umidade do mesmo (PEREIRA et al., 2006).

De forma semelhante, a TDR aplicada à cabos consiste na injeção de um pulso único de curta duração, da ordem de nanossegundos, e posterior análise do tempo decorrido entre o pulso incidente e as possíveis reflexões causadas pelo descasamento de impedância (AGILENT, 2013). Porém, neste caso, a permissividade elétrica do dielétrico e consequentemente a velocidade de propagação no cabo são grandezas conhecidas, restando como incógnita a distância percorrida pelo pulso até o descasamento de impedância.

Para que seja possível verificar o efeito de reflexão, sem a sobreposição de sinais, a largura do pulso injetado no cabo deve ser menor do que o tempo total que o pulso leva para se propagar por todo o comprimento do cabo.

O descasamento de impedância pode representar um defeito simples, como o rompimento do cabo ( $Z_L \gg Z_0$ ) ou curto circuito ( $Z_L \approx 0$ ), ou defeitos específicos da degradação do cabo, como o surgimento de arborescências que variam a impedância local em valores intermediários.

A Figura 15 apresenta de forma simplificada a característica do pulso refletido de acordo com o tipo de descasamento de impedância.

Impedância característica do cabo ( $Z_0$ )	Impedância da carga ( $Z_L$ )	Característica do pulso de entrada	Característica do pulso refletido
$Z_0$	$Z_L \rightarrow \infty$		
$Z_0$	$Z_L \rightarrow 0$		
$Z_0$	$Z_L = Z_0$		

$Z_0 \rightarrow$  impedância característica do cabo;  
 $Z_L \rightarrow$  impedância da carga.

Figura 15: Representação do pulso refletido em função da alteração da impedância do defeito  
 Fonte: PALUDO (2009)

É comum que o pulso refletido seja detectado na mesma extremidade em que o pulso incidente foi aplicado, no início do cabo. Dessa forma entende-se que quando o pulso refletido é detectado, este percorreu duas vezes o comprimento do início do cabo até o defeito. Para determinar a distância do defeito, em relação à extremidade inicial, deve-se dividir o tempo de propagação do pulso por dois, como apresentado na equação 22.

$$d = vp \frac{\Delta t}{2} \quad [\text{m}] \quad (22)$$

A largura do pulso determina a resolução espacial de detecção do defeito no cabo, portanto quanto mais largo é o pulso de reflectometria, maior o erro associado à determinação da posição falha.

Para determinar a velocidade de propagação dos pulsos de reflectometria foi utilizada a definição *Full Width at Half Maximum* (FWHM). Esta metodologia, pela tradução, consiste em determinar a largura de um pulso por meio da metade da sua amplitude, como mostrado na Figura 16. Já o tempo de propagação,  $\Delta T$ , é adquirido tomando-se como referências os tempos que correspondem ao centro de cada pulso à sua meia altura.

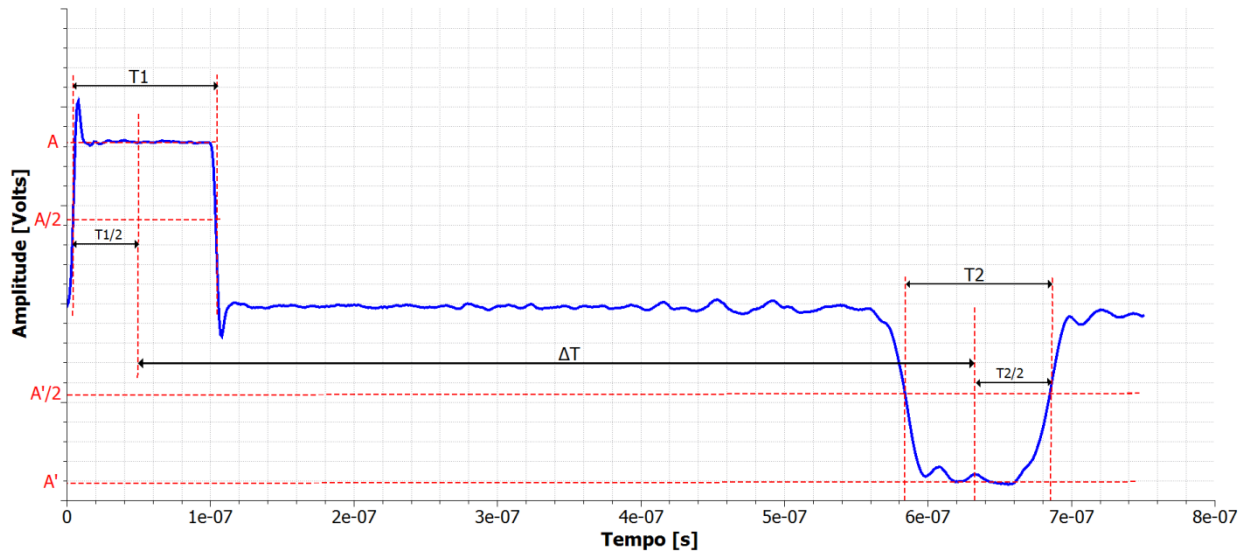


Figura 16: Método de determinação de largura de pulso e tempo de propagação da reflectometria no domínio do tempo  
Fonte: O autor (2014)

A FWHM é muito utilizada para determinação do tempo de duração de um pulso gaussiano (WOLFRAM, 2014). Como será apresentado nos próximos capítulos, os pulsos de reflectometria apresentam dispersão das componentes de alta frequência ao se propagarem pela LT, devido às elevadas perdas do cabo em altas frequências, e consequente variação nos tempos de subida e descida dos pulsos.

Outra metodologia utilizada para análise do tempo de propagação dos pulsos em LT é a tomada de referência do pulso pela passagem por zero. Esta metodologia foi comparada com a FWHM durante a análise dos sinais de reflectometria que possuem característica simétrica. A Figura 17 ilustra como é obtido o tempo de propagação dos pulsos de reflectometria.

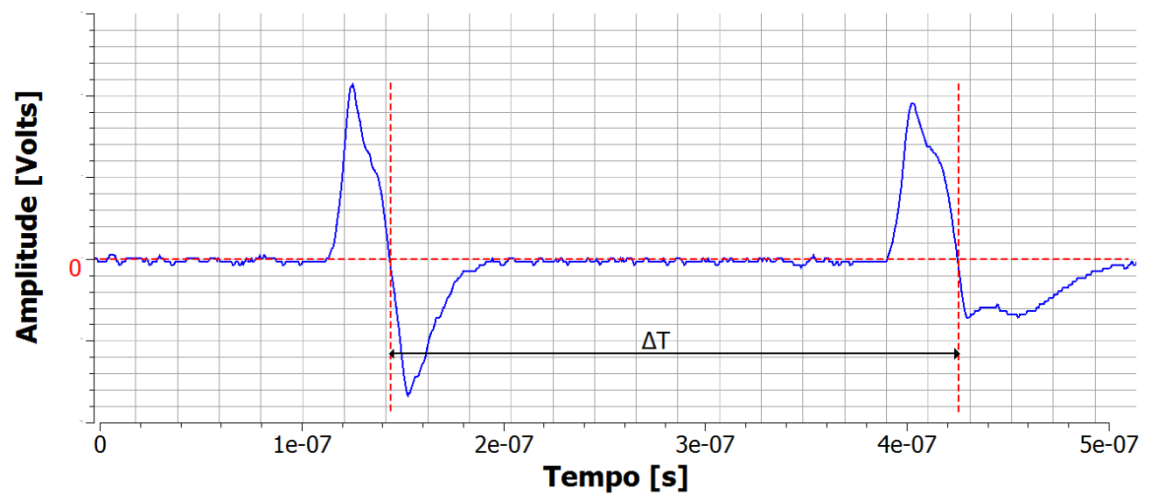


Figura 17: Método de determinação do tempo de propagação da reflectometria no domínio do tempo  
Fonte: O autor (2014)

### 3 TDR APLICADA A CABOS ISOLADOS DE MÉDIA TENSÃO E MODELO DE PERDAS

Para iniciar os estudos sobre TDR foram efetuadas medidas com equipamentos básicos de laboratório e ajustes entre as conexões com a LT para melhorar a qualidade dos sinais adquiridos.

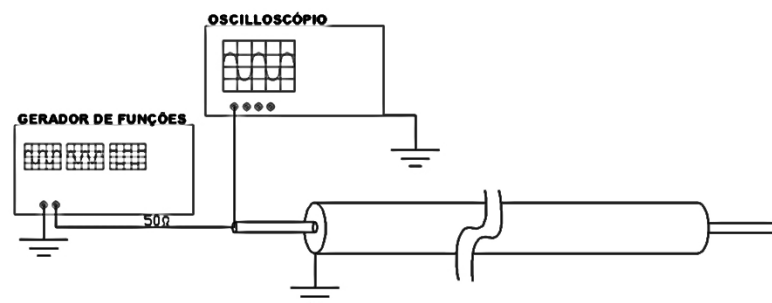
De posse desses sinais, foi evidenciado que a atenuação e dispersão dos pulsos refletidos causadas pelos cabos testados poderiam resultar na não ativação de defeitos. Por este motivo foi desenvolvido o modelo de LT com perdas permitindo identificar a principal causa dessas perdas e com isso propor técnica de geração de pulsos mais adequada para aplicação em cabos de até um quilômetro de comprimento. O modelo de LT com perdas foi validado com análises no domínio da frequência e no domínio do tempo.

#### 3.1 TDR DE BAIXA TENSÃO

Como estudo preliminar da técnica TDR, foram coletados dados dos seguintes cabos:

- 1) dielétrico de EPR de 50mm<sup>2</sup>, condutor central de alumínio, aplicado em linhas de 8,7/15 kV
- 2) dielétrico de EPR de 240 mm<sup>2</sup>, condutor central de cobre, aplicado em linhas de 8,7/15 kV

Uma forma simplificada de elaborar um reflectômetro no domínio do tempo é utilizando equipamentos básicos de laboratório, como gerador de função para aplicar o pulso de reflectometria, e osciloscópio para a detecção do pulso incidente e refletido (RUSEK et al., 2009), como apresentado na Figura 18. Neste experimento foram aplicados o gerador de funções Tektronix AFG3101C e o osciloscópio TDS3034C do mesmo fabricante.



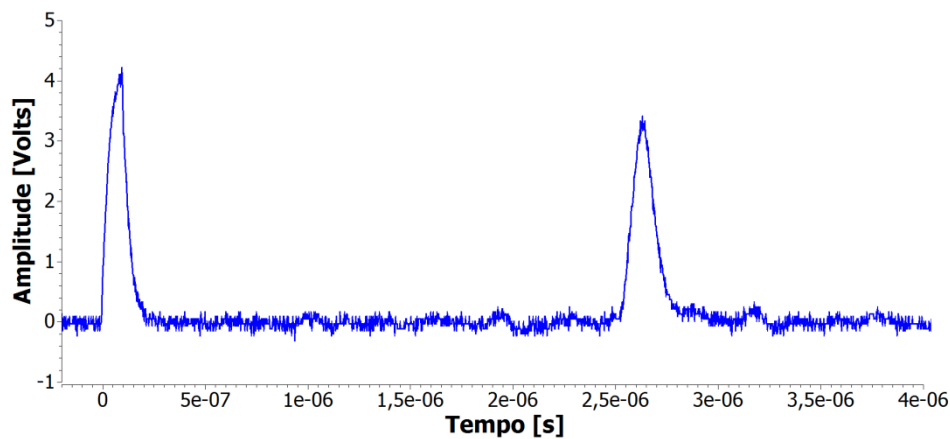
*Figura 18: Estrutura de um reflectômetro no domínio do tempo elaborado com gerador de funções e osciloscópio.*

O cabo de EPR 50mm<sup>2</sup> possui comprimento total de 195 metros com uma falha conhecida em 150 metros de distância do início do cabo. Esta falha consiste na descontinuidade proposital da camada dielétrica para elaboração de testes. Já o cabo EPR 240 mm<sup>2</sup> possui comprimento total de 500 metros e não contém falhas.

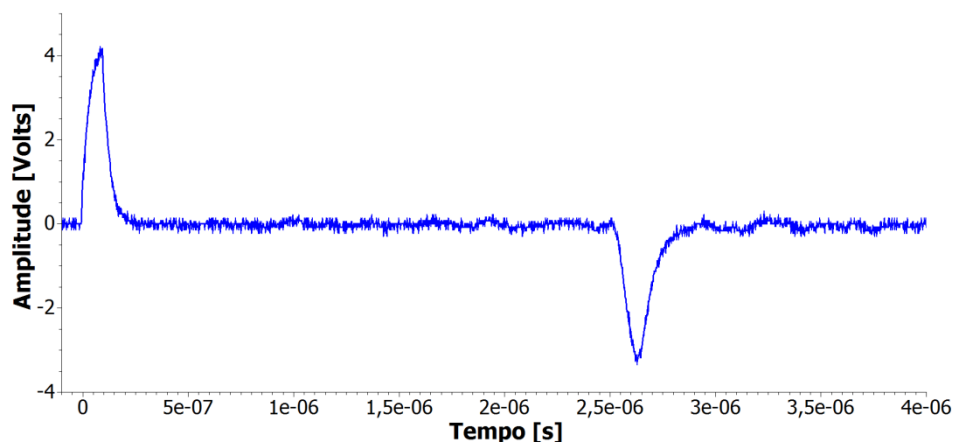
O pulso ajustado no gerador possui sempre a mesma característica, 5 ns de rampa de subida e descida, duração de 100 ns e amplitude de 20 volts.

Os primeiros testes de reflectometria permitiram comprovar a teoria de reflexão estudada.

Com a terminação do cabo EPR 50mm<sup>2</sup> aberta do cabo,  $Z_L \gg Z_0$ , obteve-se o sinal da Figura 19 e com a terminação em curto-circuito,  $Z_L \approx 0$ , obteve-se o sinal da Figura 20.



*Figura 19: Reflectometria de baixa tensão aplicada ao cabo EPR 50mm<sup>2</sup> de 195 metros com extremidade aberta.*



*Figura 20: Reflectometria de baixa tensão aplicada ao cabo EPR 50mm<sup>2</sup> de 195 metros com extremidade em curto-circuito.*

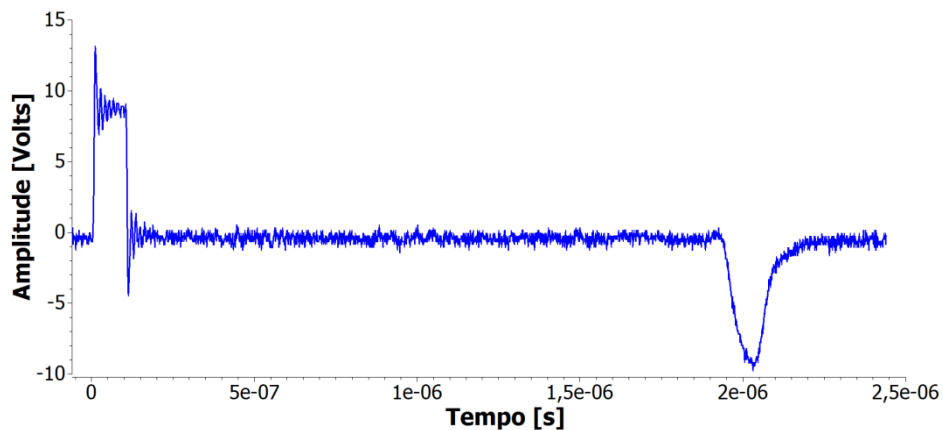
Após a coleta de dados foi possível analisar que o pulso incidente não possui formato retangular como o programado no gerador de funções, ou seja,

houve atenuação das componentes de alta frequência, e a amplitude do mesmo é muito reduzida. Esta consideração leva à constatação de que a conexão entre o gerador de funções e o cabo teste não foi devidamente efetuada para minimizar os efeitos de descasamento de impedância. A conexão foi efetuada inicialmente por meio de um cabo banana-jacaré, de alta indutância, que atua como filtro passa-baixas deformando o pulso incidente.

Substituindo essa conexão por um cabo  $50\ \Omega$ , obteve-se os sinais apresentados na Figura 21 e Figura 22.

Nesta etapa de testes, fez-se o condutor central do cabo EPR  $50\text{mm}^2$  de 195 metros manter contato com a blindagem do cabo, formando um curto-circuito, no ponto de falha, a 150 metros do início do cabo.

Disparando o pulso sobre o cabo obteve-se o sinal de reflectometria da Figura 21.



*Figura 21: Reflectometria no cabo EPR  $50\text{mm}^2$  com defeito a 150 metros do início em curto-circuito*

Aplicando o mesmo sinal na outra extremidade do cabo de EPR  $50\text{mm}^2$  de 195 metros e mantendo o mesmo defeito, obteve-se o sinal da Figura 22 correspondente à reflectometria no trecho de 45 metros.

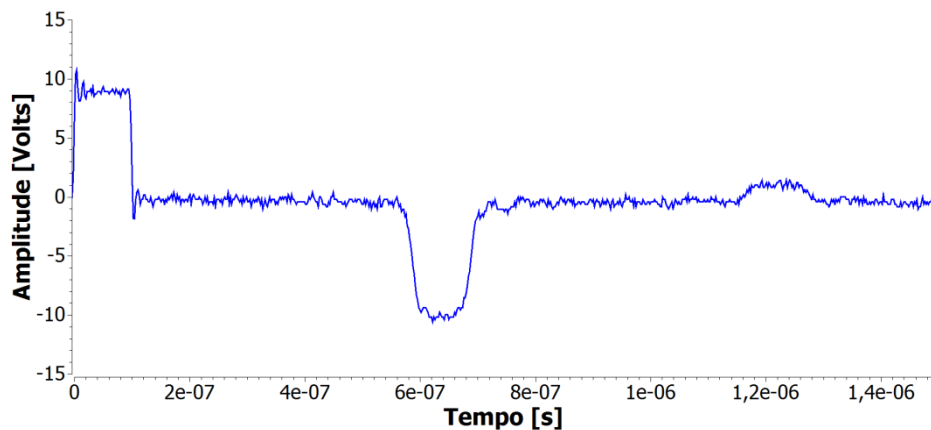


Figura 22: Reflectometria no cabo EPR 50mm<sup>2</sup> com defeito a 45 metros do final em curto- circuito

Sob esta nova condição experimental a amplitude do pulso incidente possui 8,5 volts, e este mesmo pulso possui componentes de alta frequência, aparentando um pulso retangular como o entregue pelo gerador de funções.

Por meio da análise da curva experimental da Figura 22 é possível determinar todos os parâmetros do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>. Inicialmente deve-se determinar a impedância característica do cabo e a velocidade de propagação dos pulsos sobre ele.

O pulso programado no gerador de sinais possui amplitude de 20 volts e impedância de saída de 50  $\Omega$ .

Na TABELA 3 estão apresentados os parâmetros obtidos e calculados para o cabo EPR 50mm<sup>2</sup>, por meio dos sinais de reflectometria coletados.

TABELA 3 – Parâmetros do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>

Comprimento	195 metros
vp	1,55 10 <sup>8</sup> m/s
C	180 pF/m
L	220 nH/m
Z <sub>0</sub>	35 $\Omega$

FONTE: O autor (2014)

Para extrair a impedância característica do cabo EPR 50mm<sup>2</sup> foi considerada a relação de divisor de tensão entre a impedância do cabo 50  $\Omega$ , casado com o gerador de sinais, e a impedância o cabo EPR 50mm<sup>2</sup>.

Em seguida o método FWHM foi aplicado para extrair a velocidade de propagação dos pulsos.



Estes dois parâmetros,  $Z_0$  e  $v_p$ , são suficientes para se calcular a capacitância e indutância do cabo por unidade de comprimento.

Apesar de ocorrer o descasamento entre a fonte ( $50\ \Omega$ ) e o cabo EPR  $50\text{mm}^2$  ( $35\ \Omega$ ), o ponto de medida dos sinais de reflectometria é entre as conexões do cabo  $50\ \Omega$  e o cabo EPR  $50\text{mm}^2$  influenciando, nesta medida, apenas na parcela de energia do sinal que é transmitido para o cabo teste, justificado pelo coeficiente de reflexão.

Outro cabo utilizado nos testes é o EPR  $240\text{mm}^2$ , com condutor central de cobre. Os parâmetros deste cabo foram obtidos da mesma forma que apresentada para o EPR  $50\text{mm}^2$  e estão apresentados na TABELA 4.

TABELA 4 – Dados do cabo EPR  $240\text{mm}^2$

Comprimento	500 metros
$v_p$	$1,41\ 10^8\ \text{m/s}$
C	$472\ \text{pF/m}$
L	$106\ \text{nH/m}$
$Z_0$	$15\ \Omega$

FONTE: O autor (2014)

A reflectometria com terminação aberta do cabo EPR  $240\text{mm}^2$  pode ser visualizada na Figura 23.

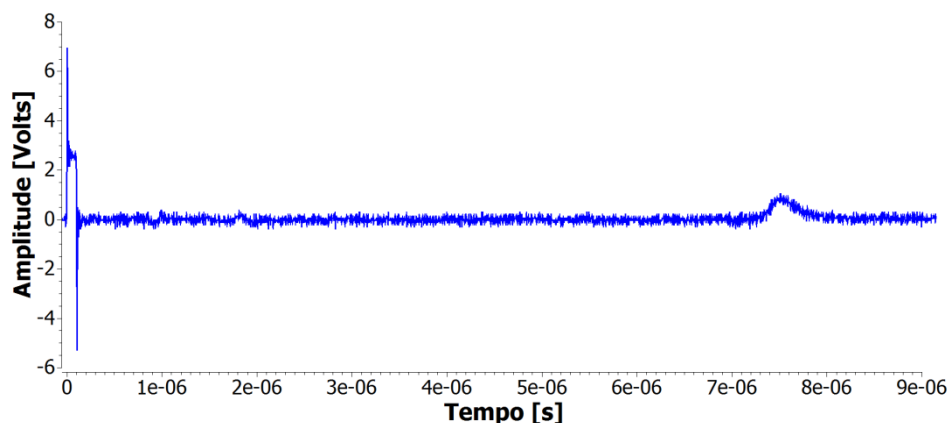


Figura 23: Reflectometria de baixa tensão aplicada ao cabo EPR  $240\text{mm}^2$  de 500 metros com extremidade aberta

Para este cabo, com comprimento mais elevado, é possível verificar uma redução significativa de amplitude do pulso refletido, resultando em um pulso refletido com cerca de  $1/3$  da amplitude do pulso incidente. Essa redução de amplitude, assim como a alteração na forma do pulso (dispersão) está associada às

perdas no condutor e no dielétrico do cabo, que são dependentes da frequência do sinal.

### 3.2 MODELO DE PERDAS E SIMULAÇÕES

A verificação gráfica do nível de atenuação dos sinais de reflectometria de baixa tensão coletados apresenta forte indício de que a utilização de um pulso único de alta tensão e alta frequência para ativação de defeitos pode ter sua aplicação comprometida em longos trechos de cabo.

Para entender a natureza da atenuação dos pulsos de reflectometria foram aplicadas as técnicas apresentadas no capítulo 2 para dimensionar o modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas no condutor e no dielétrico do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>. Com este modelo consolidado, foi possível expandi-lo para maiores comprimentos e avaliar alternativas no planejamento de aplicação e funcionamento do sistema de detecção de faltas nestes cabos.

O modelo de perdas em LT apresentado é uma modelagem analítica adaptada para simuladores de circuito convencionais, capaz de representar longos trechos.

#### 3.2.1 ANÁLISE NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA E EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS

Inicialmente utilizando o analisador de redes vetorial HP 3577A foi possível determinar a resposta em frequência do cabo EPR 50mm<sup>2</sup> de 195 metros, extraíndo os parâmetros  $S$  e aferindo as perdas totais do cabo em função da frequência no simulador *Quite Universal Circuit Simulator* (QUCS).

O modelo de linha de transmissão coaxial, nativa do QUCS, foi utilizado como primeiro elemento para fazer a varredura do parâmetro de  $\delta_D$ . Com os dados dessa simulação foi possível ajustar a curva de resposta em frequência deste modelo de LT para o da curva de dados coletados e entender como este parâmetro influencia na atenuação dos sinais de alta frequência.

Segundo a documentação do *software* QUCS (JAHN et al, 2007), todas as perdas em um cabo coaxial consistem em perdas no condutor e no dielétrico. O modelo para simulações no domínio da frequência da LT coaxial deste simulador

utiliza a equação 23 para calcular as perdas no dielétrico, onde  $C_0$  é a capacitância medida por metro do cabo.

$$\alpha_D = \frac{\pi}{C_0} f \delta_D \sqrt{\epsilon_r} \quad (23)$$

Já para o cálculo das perdas no condutor deste modelo, é utilizada a equação 24, onde  $D$  é o diâmetro externo do dielétrico,  $d$  é o diâmetro do condutor central e  $Z_{F0}$  é a impedância característica do vácuo.

$$\alpha_C = \frac{1}{2} \sqrt{\epsilon_r} \left( \frac{\frac{1}{D} + \frac{1}{d}}{\ln\left(\frac{D}{d}\right)} \right) \frac{R_S}{Z_{F0}} \quad (24)$$

$R_S$  é a resistência da camada mais externa do condutor, ou seja, a resistência definida pela profundidade pelicular e é obtida pela equação 25.

$$R_S = \sqrt{\pi f \mu_r \mu_0 \rho} \quad [\Omega] \quad (25)$$

É importante ressaltar que este modelo se aplica apenas a análises no domínio da frequência, não podendo ser utilizado em análises transitórias no domínio do tempo. De modo a possibilitar análises tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo, foi desenvolvido o modelo da LT baseado em parâmetros concentrados com perdas no dielétrico e no condutor, como apresentado no capítulo 2.4.

Os cálculos para o modelo de parâmetros concentrados com perdas do cabo EPR 50 mm<sup>2</sup> resultou na aplicação de uma seção do circuito da Figura 13 para cada meio metro, seguindo dimensionamento apresentado pela equação 7. Este modelo foi dimensionada para atender 5 décadas de frequência, de 10 kHz a 100 MHz . Esta faixa de frequência foi determinada de forma a minimizar a quantidade de elementos da rede RC e RL e que atenda a faixa de frequência dos sinais de reflectometria.

Para desenvolver esse modelo, foram utilizados os parâmetros de indutância, capacitância e velocidade de propagação adquiridos experimentalmente para o cabo EPR 50mm<sup>2</sup>. As perdas no condutor foram modeladas a partir da geometria e da resistividade do alumínio. Na TABELA 5 estão apresentados os dados geométricos do dielétrico e a resistividade do cabo e na TABELA 6 o valor de cada seção RL calculada para o modelo.

TABELA 5 – Dados para cálculo do modelo de perdas no condutor EPR 50mm<sup>2</sup>

$\rho(\text{alumínio})$	$2,8 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$
Raio interno	4,1 mm
Raio externo	10,5 mm

FONTE: O autor (2014)

TABELA 6 – Valores calculados para o modelo de perdas no condutor para a seção de meio metro do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>, modelo da Figura 13.

Rs1	0,39 mΩ
Rs2	1,2 mΩ
Rs3	3,9 mΩ
Rs4	12,5 mΩ
Rs5	39,4 mΩ
Ls1	29 nH
Ls2	9,1 nH
Ls3	2,9 nH
Ls4	0,9 nH
Ls5	0,3 nH
L <sub>ext</sub>	108 nH

FONTE: O autor (2014)

Em seguida foi efetuada a análise da impedância que modela as perdas no condutor, verificando a atenuação resultante. Para esta análise foi feita a resposta em frequência do modelo do condutor dimensionado para um metro de cabo. O resultado está apresentado na Figura 24.

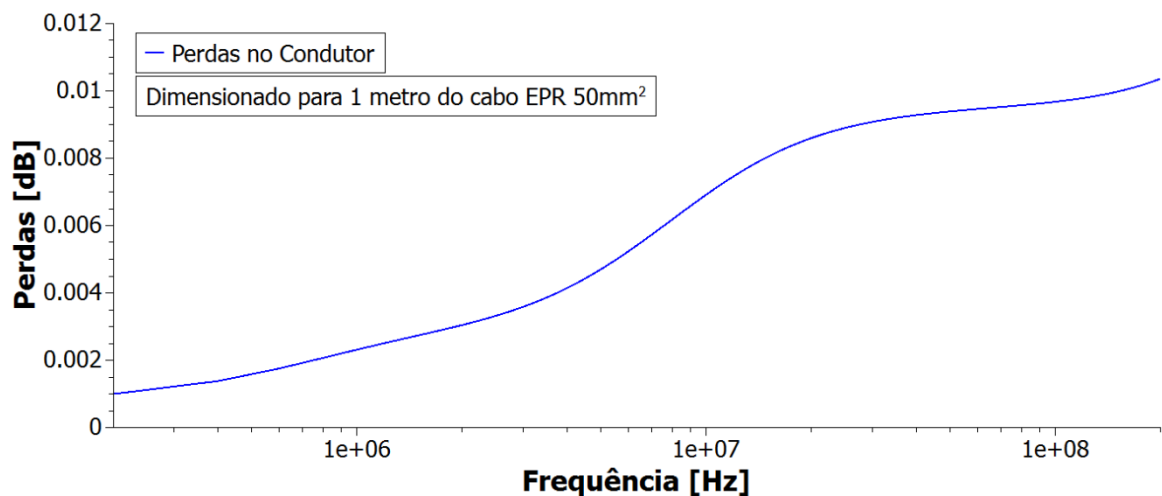


Figura 24: Perda relativa em dB referente ao modelo de perdas no condutor em função da frequência para um metro do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>

As perdas no dielétrico foram ajustadas a partir da comparação entre medidas efetuadas no domínio da frequência e simulações com o QUCS. O parâmetro mais importante a ser obtido é a tangente de perdas.

Efetuada a varredura do parâmetro  $\delta_D$ , no modelo de LT do QUCS, se obteve o melhor ajuste da curva de resposta em frequência da simulação sobre a dos dados coletados para  $\delta_D = 0.0164$ , esta análise está apresentada na Figura 25.

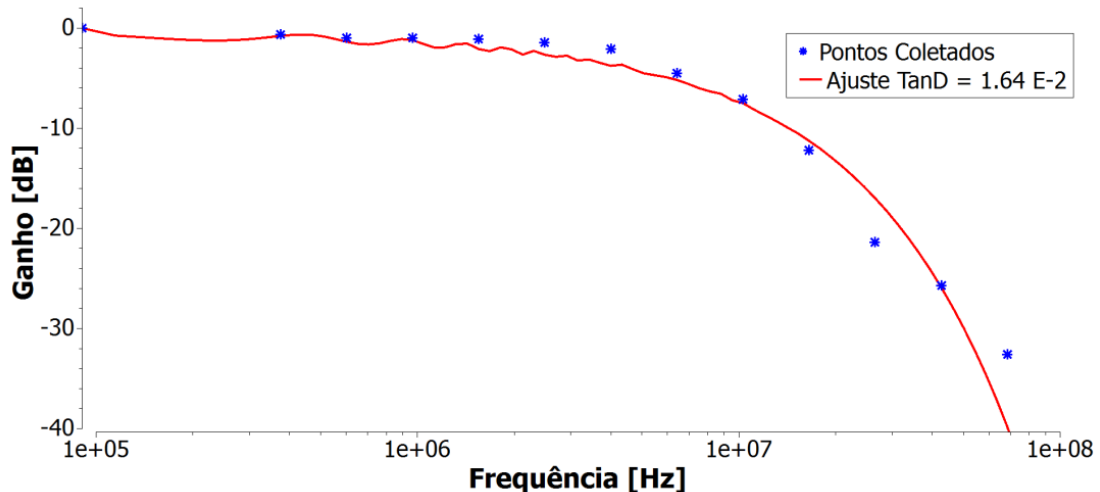


Figura 25: Resposta em frequência do cabo de 195 metros EPR 50mm<sup>2</sup> e do modelo nativo do QUCS

De posse do valor da  $\delta_D$  foi efetuado o dimensionamento do modelo de perdas dielétricas. Como resultado foram calculados os elementos de cada seção RC, apresentados na TABELA 7.

TABELA 7 – Valores calculados para o modelo de perdas no dielétrico para a seção de meio metro do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>

Rp1	750 $\Omega$
Rp2	7,5 k $\Omega$
Rp3	75 k $\Omega$
Rp4	750 k $\Omega$
Rp5	7,5 M $\Omega$
Cp1	2,12 pF
C <sub>inf</sub>	91,3 pF

FONTE: O autor (2014)

A análise da reposta em frequência do modelo de perdas dielétricas foi aplicada de modo a estabelecer comparação com o modelo de perdas no condutor. Esta análise está apresentada no gráfico da Figura 26.

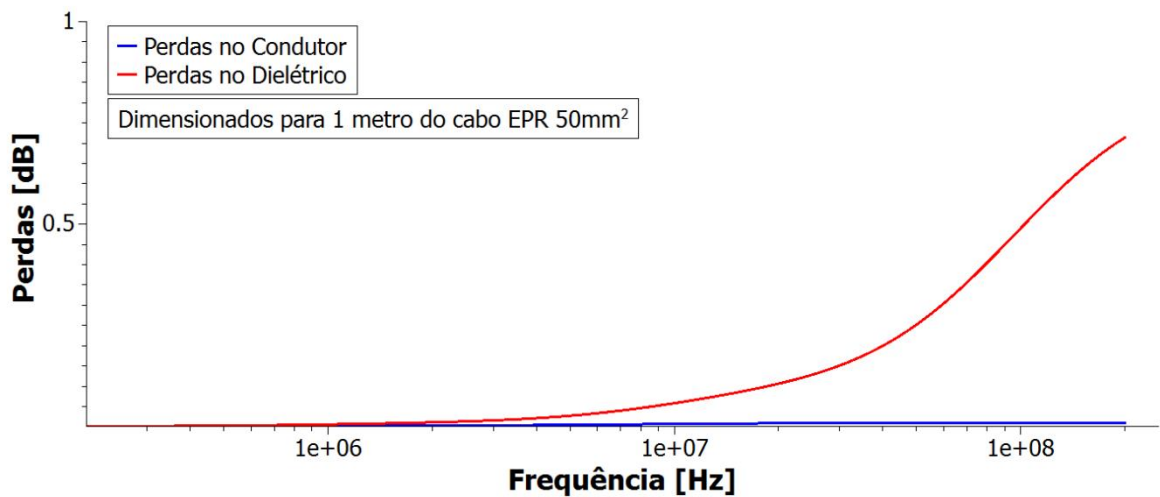


Figura 26: Comparação das perdas relativas em dB referente aos modelos de perdas no dielétrico e no condutor em função da frequência dimensionadas para um metro do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>

Por meio da análise das respostas em frequência apresentadas na Figura 26 pode-se afirmar que as perdas associadas ao dielétrico representam maior contribuição para a atenuação do sinal do que as perdas no condutor. Esta constatação permite ponderar se a utilização das perdas no condutor inseridas no modelo de parâmetros concentrados com perdas é necessária, tendo em vista o custo computacional em simulações com elevado número de elementos.

Para validar o modelo de parâmetros concentrados com perdas, dimensionado para 195 metros do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>, os resultados da simulação foram comparados os dados coletados experimentalmente, sendo mostrados na Figura 27.

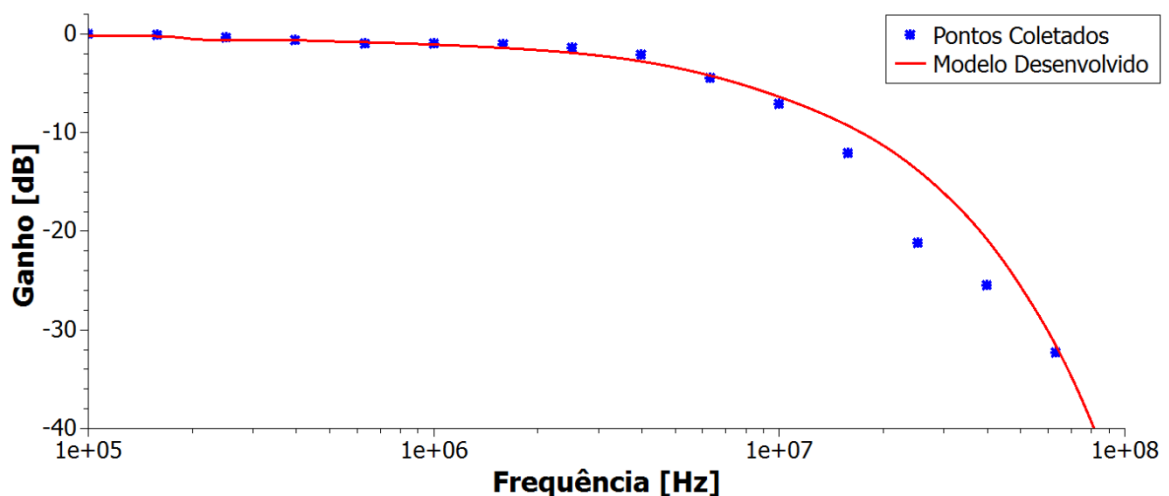


Figura 27: Resposta em frequência do cabo de 195 metros EPR 50mm<sup>2</sup> e do modelo de parâmetros concentrados com perdas no condutor e no dielétrico

Observa-se um bom ajuste do modelo para a maioria das frequências coletadas, exceto na faixa de 20 a 30 MHz. Esta discrepância advém provavelmente das medidas experimentais, que foram realizadas em condições não ideais, devido principalmente à dificuldade de acoplamento entre os cabos analisados e o equipamento de medida. Além disso, por tratar-se de um modelo que será prioritariamente aplicado à TDR, a análise comparativa mais importante é no domínio do tempo, tema que será abordado na sequência.

### 3.2.2 ANÁLISE NO DOMÍNIO DO TEMPO

A análise no domínio do tempo se deu pela comparação dos sinais coletados com a TDR em baixa tensão e aplicação dos mesmos pulsos sobre o modelo de LT com perdas desenvolvido.

Apesar do simulador de circuitos QUCS ter se apresentado eficiente para a caracterização do modelo no domínio da frequência, ao inserir os elementos de forma distribuída de um trecho de 45 metros do cabo EPR 50mm<sup>2</sup> para análise no domínio do tempo, este simulador não foi capaz de resolver o sistema, devido à quantidade elevada de componentes. Foi verificado que era possível analisar o modelo dimensionado para um trecho de apenas dois metros neste simulador.

Como alternativa optou-se pelo uso do MATLAB, por meio da ferramenta Simulink e componentes da biblioteca SimPowerSystem. Com este simulador foi possível realizar a simulação no domínio do tempo com todos os elementos de circuito necessários.

As simulações desenvolvidas utilizaram como base a comparação dos sinais de reflectometria coletados nos trechos de 45 metros (Figura 28), 150 metros (Figura 29) e 195 metros (Figura 30) do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>, com os sinais de simulação dos modelos de parâmetros concentrado RLC e com perdas.

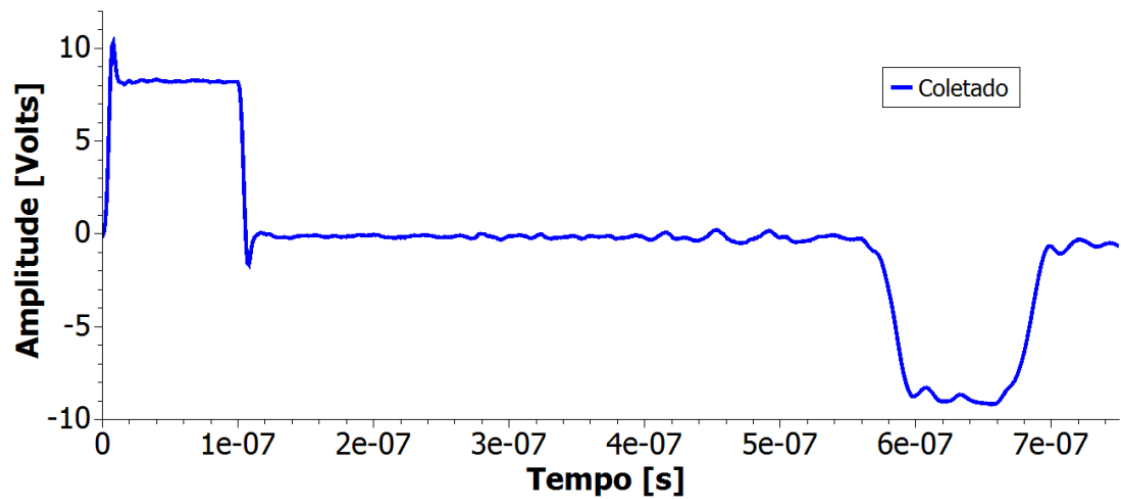


Figura 28: Medida experimental de reflectometria no trecho de 45 metros do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>

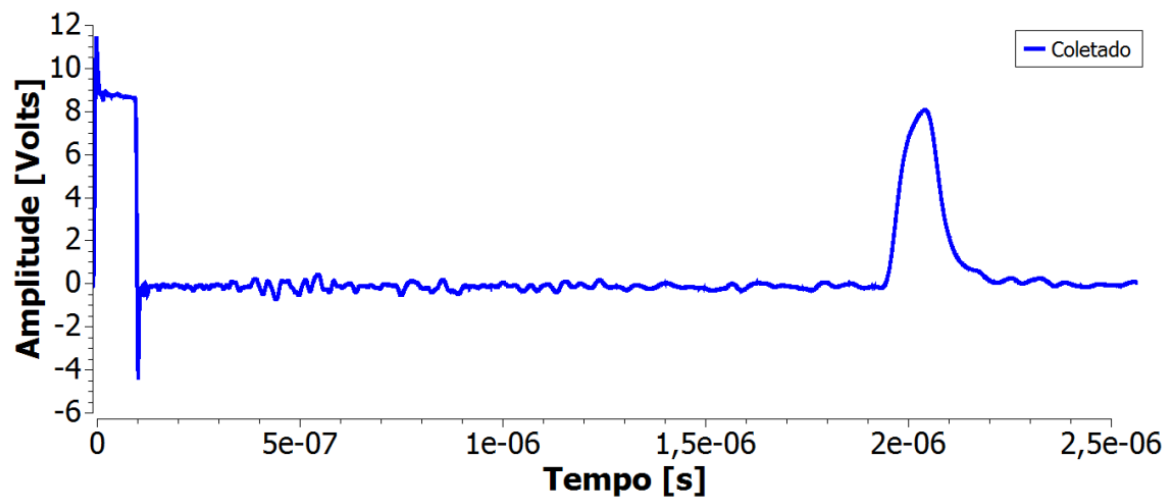


Figura 29: Medida experimental de reflectometria no trecho de 150 metros do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>

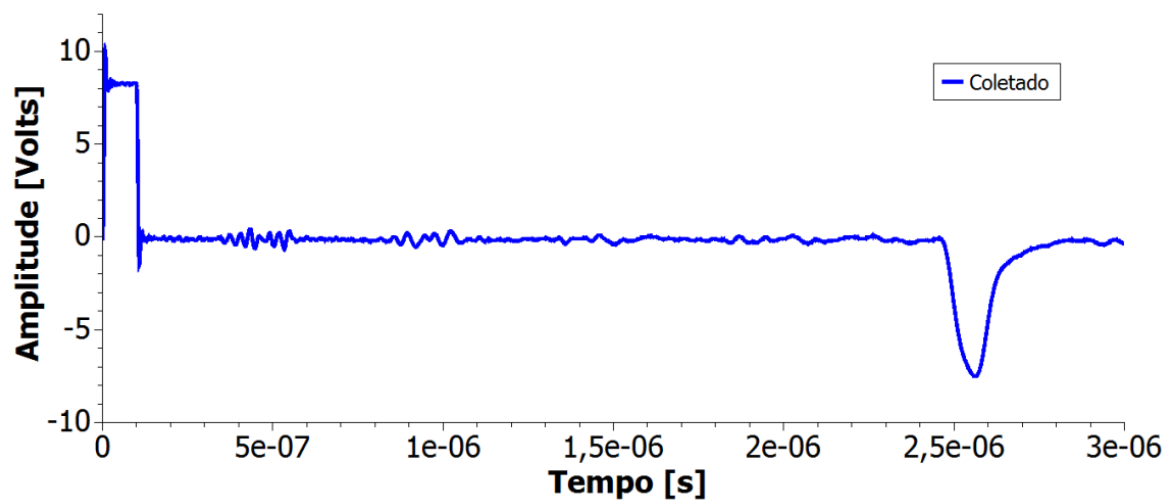
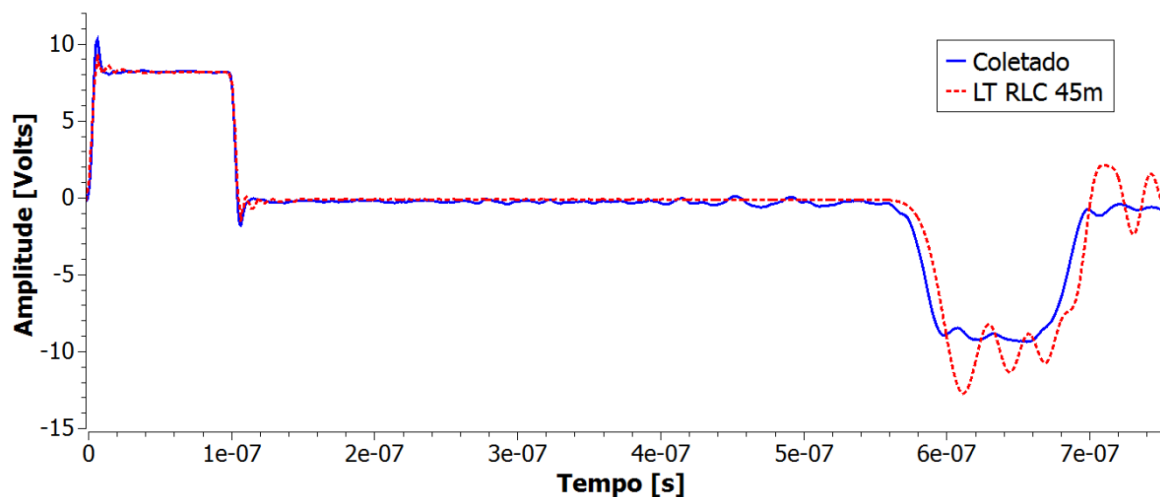


Figura 30: Medida experimental de reflectometria no trecho de 195 metros do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>



Mesmo este simulador apresentou considerável aumento no tempo de simulação com o aumento da quantidade de componentes que modelam a LT. Os modelos dimensionados possuem uma seção para cada meio metro desse cabo, variando a quantidade de componentes de acordo com o tipo de simulação apresentada.

Para efeito de comparação e demonstração da importância do modelo com perdas, foram também efetuadas simulações utilizando o modelo da LT com perdas constantes para o trecho de 45 metros de cabo. Este modelo possui um número reduzido de componentes, resultando numa simulação muito mais rápida. Este modelo, apesar de apresentar dados coerentes como impedância característica e atraso de propagação, não apresenta conformidade com o sinal do pulso refletido, Figura 31.



*Figura 31: Comparação entre os dados coletados experimentalmente e a simulação do modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas constantes para um trecho de 45 metros de cabo.*

A simulação do modelo com as perdas no condutor, PC e no dielétrico, PD, neste mesmo trecho esta representada na Figura 32.

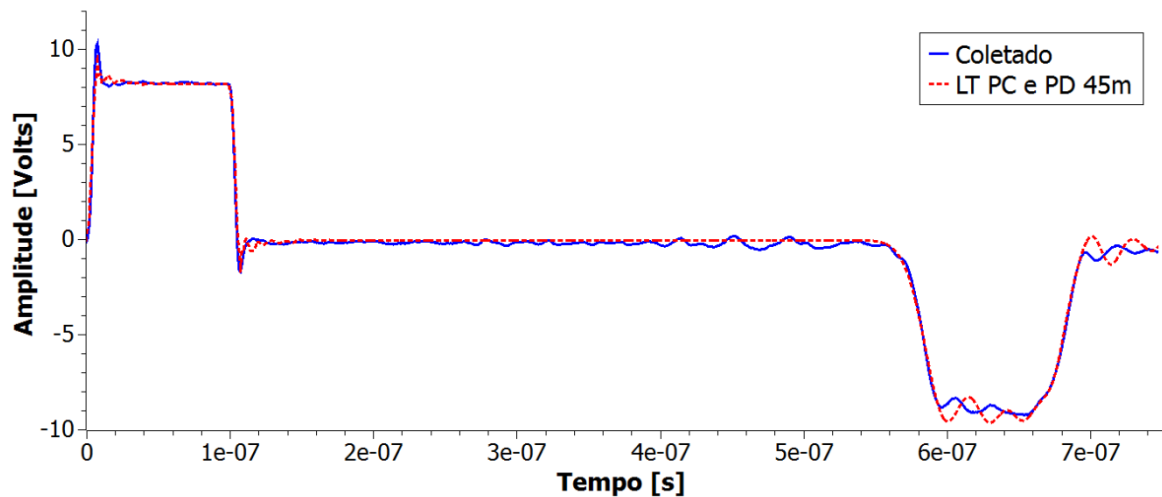


Figura 32: Comparação entre os dados coletados experimentalmente e a simulação do modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas para um trecho de 45 metros de cabo.

Percebe-se claramente que a inclusão das perdas resultou num melhor ajuste da simulação com a medida experimental. Como esperado, o aumento do número de componentes que representam as perdas resultaram em considerável aumento no tempo de simulação. Na intenção de reduzir este tempo foi efetuada uma simulação suprimindo as perdas no condutor para averiguar a significância destas perdas.

Como resultado obteve-se o gráfico da Figura 33, que demonstra que as perdas no condutor não são significativas se comparadas às perdas no dielétrico. O número de componente foi reduzido à metade e o tempo de simulação foi reduzido em aproximadamente 27% se comparado à simulação com perdas completas.

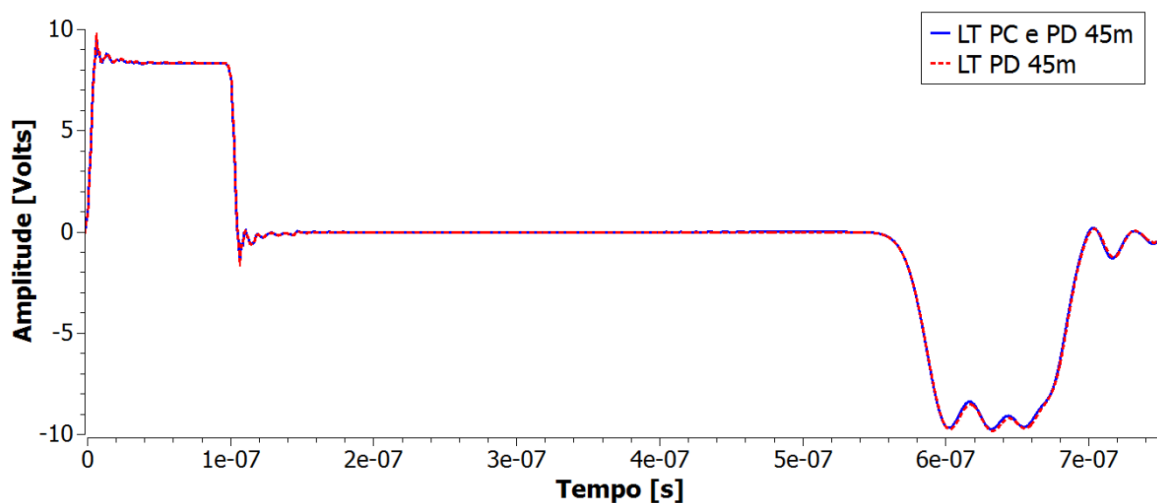


Figura 33: Comparação entre modelos de LT de parâmetros concentrados com perdas no condutor e dielétrico e perdas no dielétrico apenas, em 45 metros de cabo

Para verificar a diferença entre as duas simulações considerando as perdas, pouco perceptível visualmente, foram calculados os erros percentuais de detecção de defeito entre estas duas simulações. O resultado dessa análise está apresentado na TABELA 8.

TABELA 8: - Erro percentual de detecção de falha para as simulações com perdas do cabo EPR 50mm<sup>2</sup> de 45 metros

	LT PC e PD	LT PD
erro%	0,58	0,49

FONTE: O autor (2014)

Devido ao baixo valor entre as diferenças de erro de detecção de falha, julga-se mais vantajoso desconsiderar as perdas no condutor e com isso ganhar em tempo de processamento das simulações.

Os tempos de cada simulação para este primeiro trecho analisado estão representados na TABELA 9.

TABELA 9: - Quantidade de elementos e tempos de simulação para o modelo de LT de 45 metros

Simulação LT 45 m	Quantidade de Componentes	Tempo (min:seg)
RLC	270	00:03
PD	1080	00:30
PD e PC	1980	01:50

FONTE: O autor (2014)

Estes tempos de simulações foram obtidos utilizando um computador intel core i5 M480 2.67 GHz, 4 GB Ram, com sistema operacional Windows 7 64 bits.

Dimensionando o modelo com perdas totais para o comprimento de 195 metros e efetuando a comparação com o modelo com perdas apenas no dielétrico foi verificada considerável alteração nos tempos de simulação, porém a representação gráfica dessas duas simulações apresentou erros menores que os apresentados no modelo de 45 metros.

Esta ocorrência é justificada por meio da interpretação do nível de contribuição das perdas no condutor para o modelo de LT com perdas como apresentado na simulação da Figura 33. Esta simulação evidencia que suprimir as perdas no condutor pouco interfere no resultado, permitindo afirmar que as perdas no dielétrico apresentam maior contribuição para as perdas totais.

A comparação do sinal coletado com o sinal da simulação do modelo com perdas dielétricas esta apresentada na Figura 34. Analisando este gráfico é possível verificar o elevado grau de convergência entre o dado real e o dado simulado validando a aplicação do modelo com apenas as perdas dielétricas para um comprimento maior do cabo EPR 50 mm<sup>2</sup>.

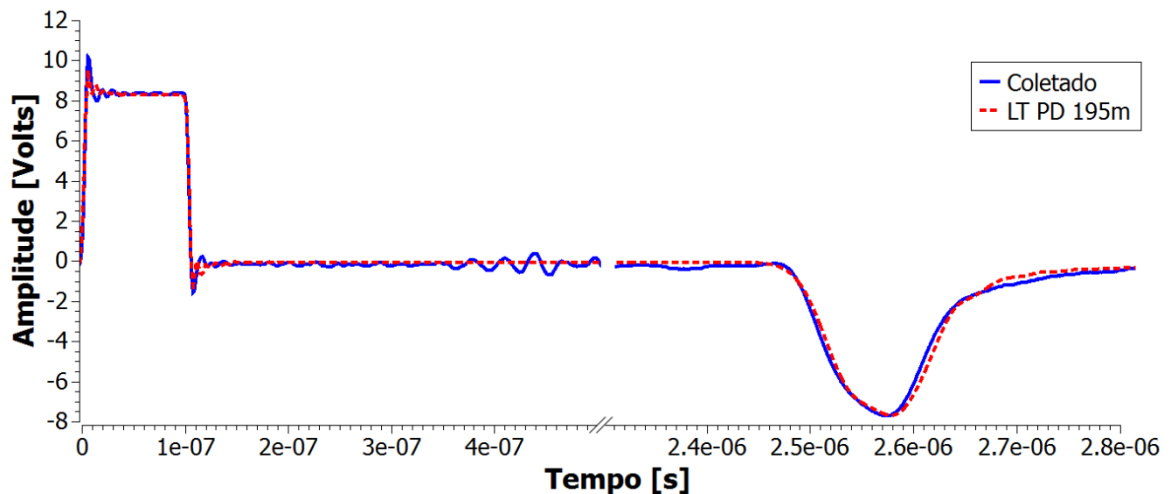


Figura 34: Comparação entre o sinal experimental e modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas no dielétrico em 195 metros de cabo

Como entre o pulso incidente e o pulso refletido não há informação útil, o gráfico da Figura 34 foi seccionado, omitindo-se os valores de tempo de 0,5 a 2,3 us.

As simulações do modelo RLC e com perdas no condutor e no dielétrico foram efetuadas para o trecho de 195 metros utilizando o mesmo computador das simulações do trecho de 45 metros. Com isso foram obtidos os tempos apresentados na TABELA 10.

TABELA 10: - Quantidade de elementos e tempos de simulação para o modelo de LT de 45 metros

Simulação LT 195 m	Quantidade de Componentes	Tempo (min:seg)
RLC	1170	01:20
PD	4680	12:00
PD e PC	8580	18:00

FONTE: O autor (2014)

Aplicando o modelo de perdas dielétricas dimensionado para o comprimento de 150 metros e comparado com os dados coletados para a condição de terminação aberta do cabo, obteve-se o gráfico da Figura 35.

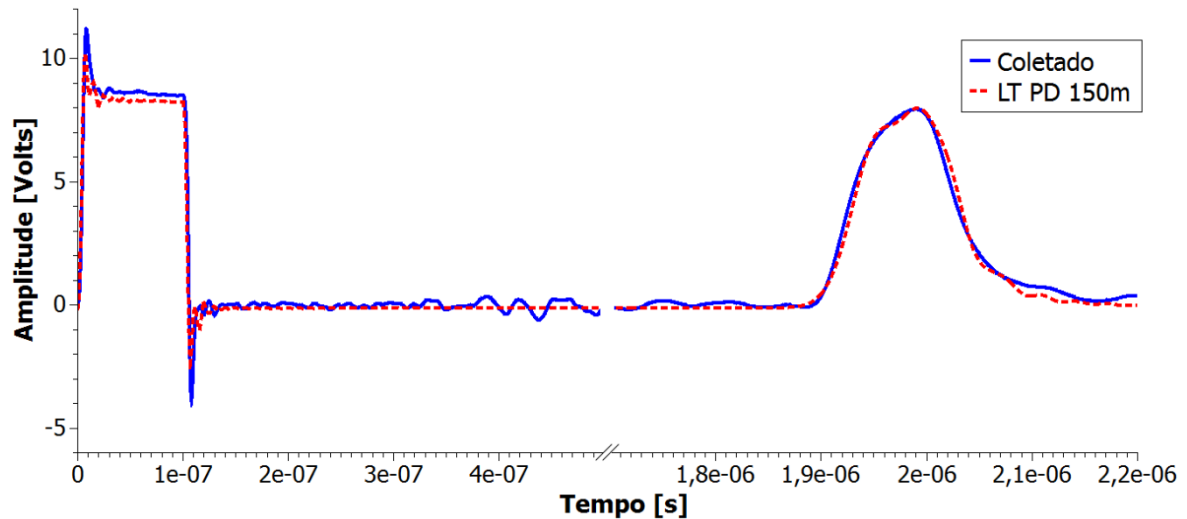


Figura 35: Comparação entre o sinal experimental e modelo de LT de parâmetros concentrados com perdas no dielétrico em 150 metros de cabo

Novamente o gráfico foi seccionado entre os tempos de 0,5 a 1,7 us permitindo verificar com maior nitidez a alteração dos tempos de subida e descida do pulso refletido.

Esta simulação apresentou duração aproximada de 6 minutos e o modelo possui 3600 componentes.

Após validação do modelo de parâmetros concentrados com perdas no dielétrico, para 45, 150 e 195 metros, foi dimensionado o modelo de LT com perdas para um trecho de 1 km, com terminação em curto-circuito, que está representada no gráfico da Figura 36.

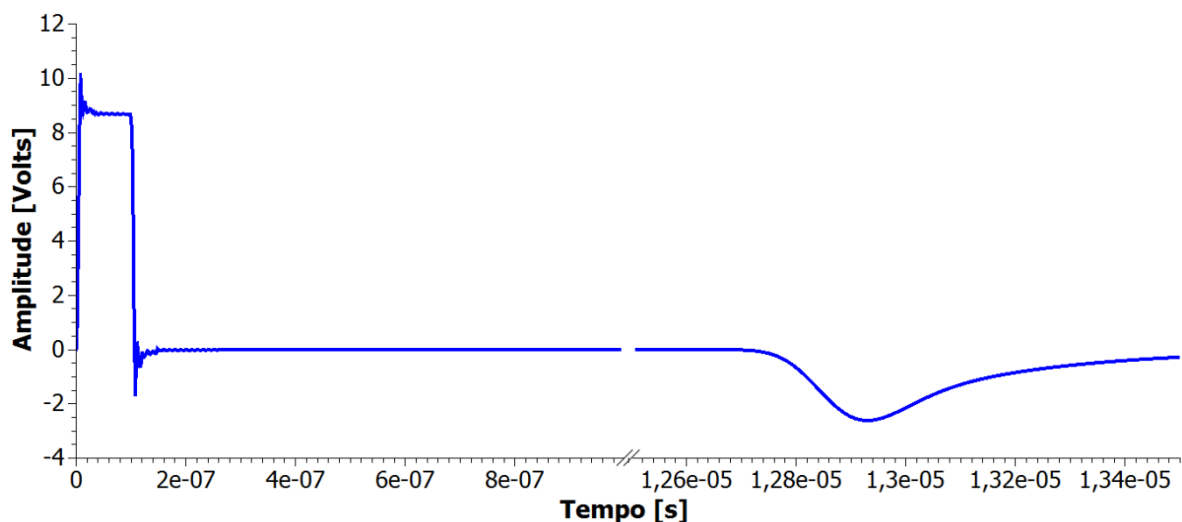


Figura 36: Reflexão simulada para um trecho de 1 km do cabo EPR 50mm<sup>2</sup>

Simular um trecho com comprimento de 1 km se mostrou necessário, pois não havia disponível um cabo com este comprimento para que fosse possível efetuar os testes e estudar soluções para o desenvolvimento do sistema.

Esta simulação apresentou um total de 2000 segmentos e 24000 componentes. A simulação completa teve duração de aproximadamente 3 horas em um computador intel Xeon w3680 3.33 GHz, 24 GB Ram com sistema operacional Windows 7 64 bits.

Por meio do resultado da simulação para a LT de 1 km é possível verificar que o pulso refletido possui  $1/3$  da amplitude do pulso incidente e a dispersão resultou em um pulso com tempos de subida e descida muito maiores que a do pulso incidente.

Conclui-se que para este tipo de cabo as perdas dielétricas possuem maior influência sobre a atenuação de sinais de alta frequência e que suprimir as perdas no condutor pouco interfere na qualidade do resultado adquirido por meio de simulações, mas acarreta elevado ganho computacional tendo em vista a redução da quantidade de componentes que modela a LT.

#### 4 TDR DE ALTA TENSÃO COM PULSO ÚNICO

Parte do estudo se baseou em utilizar um pulso único de alta tensão, capaz de ionizar os possíveis defeitos, variando a impedância local do cabo de forma mais acentuada. A reflexão deste mesmo pulso seria utilizada para obter a informação da distância pela técnica TDR.

As considerações a serem feitas a respeito da aplicação de um pulso único de alta tensão é que esta aplicação possui um aparato experimental mais reduzido e com isso viabilizaria melhor a sua aplicação. Porém, como será apresentado neste capítulo, as perdas nos pulsos de alta tensão e de alta frequência também são acentuadas e comprometem esta aplicação.

##### 4.1 REFLECTÔMETRO DE ALTA TENSÃO

As modificações na estrutura do aparato experimental para a utilização de sinais de alta tensão estão apresentadas na Figura 37.

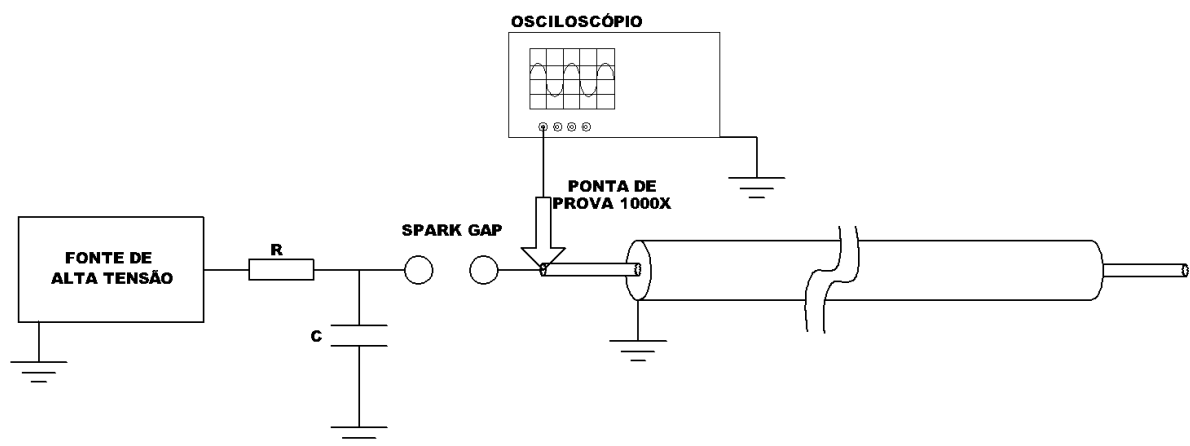


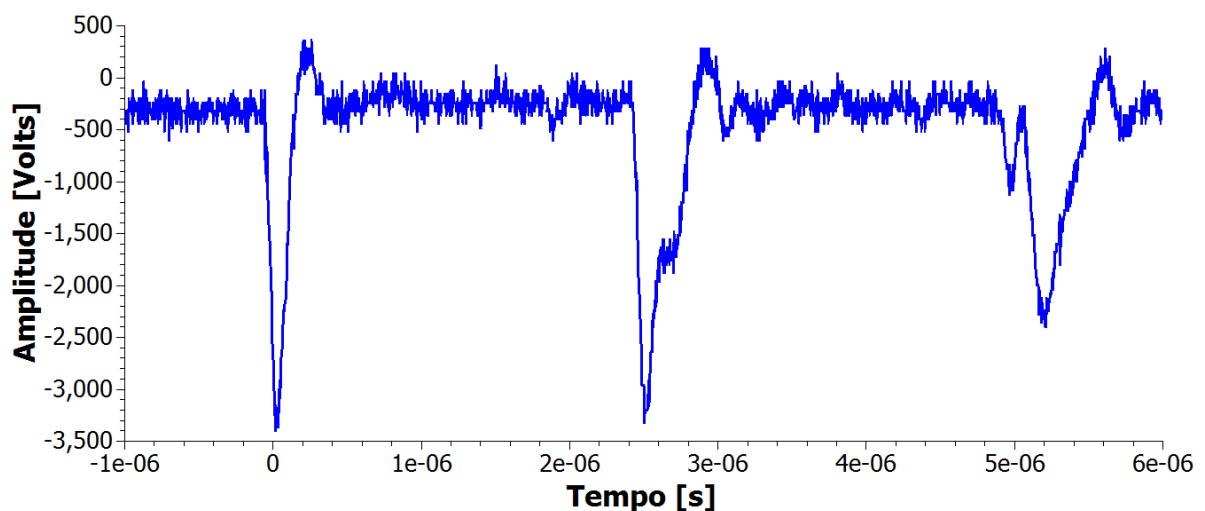
Figura 37: Estrutura do reflectômetro no domínio do tempo utilizando pulso único de alta tensão.

Esta estrutura consiste em carregar um capacitor de alta tensão utilizando uma fonte DC até o limite de ruptura da rigidez dielétrica do ar por meio da chave *spark gap*. Esta ruptura gera um pulso de tensão que é imediatamente aplicado ao cabo teste. O osciloscópio, equipado por uma ponta de prova atenuadora em 1000X, continua a ter a função de armazenar os dados dos pulsos incidente e refletido.

Para a análise que se segue foi utilizada uma fonte de alta tensão negativa sobre o circuito da Figura 37. Como resultado obteve-se o sinal apresentado na Figura 38, aplicado sobre o cabo teste de EPR 50mm<sup>2</sup> de 195 metros.

É possível visualizar o pulso que sofre múltiplas reflexões de mesma polaridade no cabo. Isto ocorre porque o pulso gerado pelo gap se propaga pela LT até o final onde o cabo está aberto e quando reflete, com mesma polaridade, a ionização do ar no gap se extinguiu e neste ponto o gap se torna um ponto de alta impedância,  $Z_L \gg Z_0$  e o pulso reflete novamente com mesma polaridade para o final do cabo.

Esta sequência de acontecimentos continua a ocorrer, ou seja, o pulso fica preso dentro do cabo, até que ele seja totalmente dissipado através das perdas da LT.



*Figura 38: Reflectometria de alta tensão aplicada ao cabo EPR 50mm<sup>2</sup> de 195 metros com extremidade aberta*

Ao final dessa etapa de testes é possível verificar que há um forte indício de que a atenuação e dispersão dos pulsos, após percorrer estes trechos de cabos, é muito elevada, comprometendo a ideia de utilizar um pulso único de alta tensão para ativar e detectar os defeitos dos cabo.

A tentativa de compensar as atenuações aumentando a amplitude do pulso incidente não se mostra uma boa alternativa, pois, caso a tensão nominal do cabo seja ultrapassada este pulso pode causar danos em trechos iniciais do mesmo.

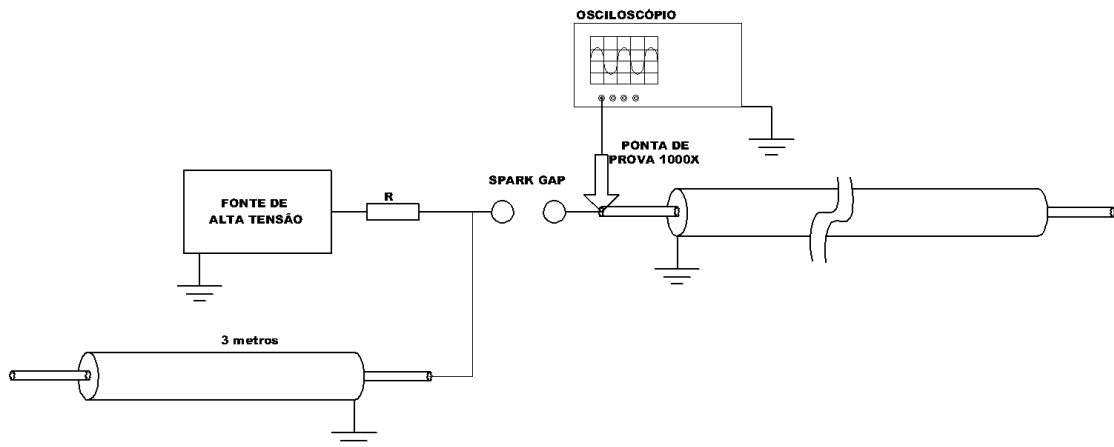
Outro ponto de destaque na análise do sinal de reflectometria da Figura 38, que compromete a determinação da posição do defeito, é a mudança no formato do pulso refletido que apresenta patamares de tensão, possivelmente ocasionados pela característica não linear do *gap*.



#### 4.2 REFLECTÔMETRO DE ALTA TENSÃO COM CHAVE SPARK GAP E CABO COMO CAPACITOR

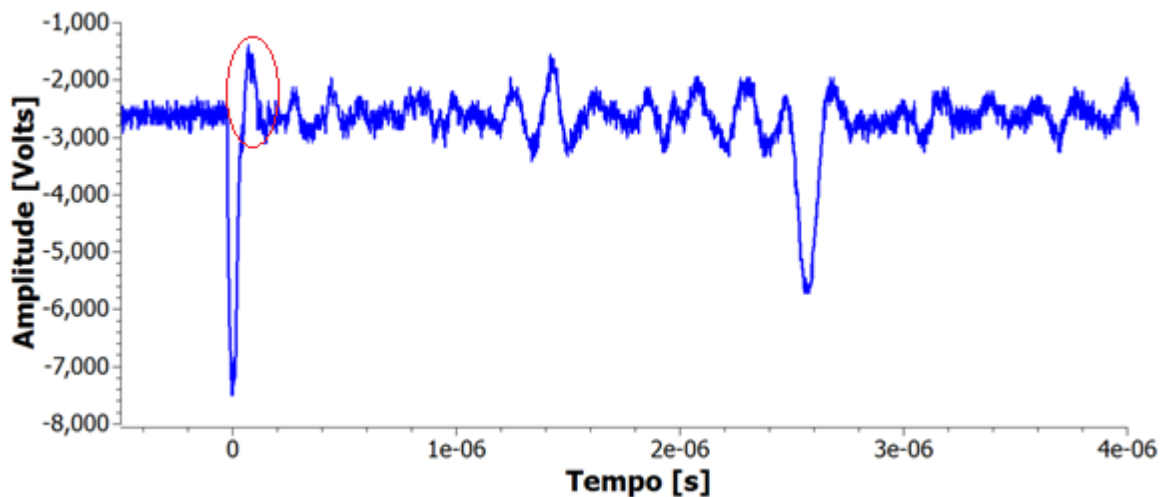
Outra forma de se obter um pulso de alta tensão e curta duração é através da utilização de um trecho do cabo teste, de menor comprimento, desempenhando o papel do capacitor.

No teste do aparato experimental apresentado na Figura 39 foram testadas duas configurações, utilizando um trecho de 3 metros de cabo EPR 50mm<sup>2</sup> e um trecho de 3 metros de cabo EPR 240mm<sup>2</sup> para acumular a carga disparada sobre os cabos teste. Estes testes foram efetuados com a terminação dos cabos teste aberta e aplicado aos cabos capacitores 10 kV pela fonte DC.



*Figura 39: Estrutura do reflectômetro no domínio do tempo utilizando pulso único de alta tensão e cabo como capacitor.*

A Figura 40 representa o disparo da carga do trecho de 3 metros de EPR 50mm<sup>2</sup> sobre o cabo teste de 195 metros de EPR 50mm<sup>2</sup>.

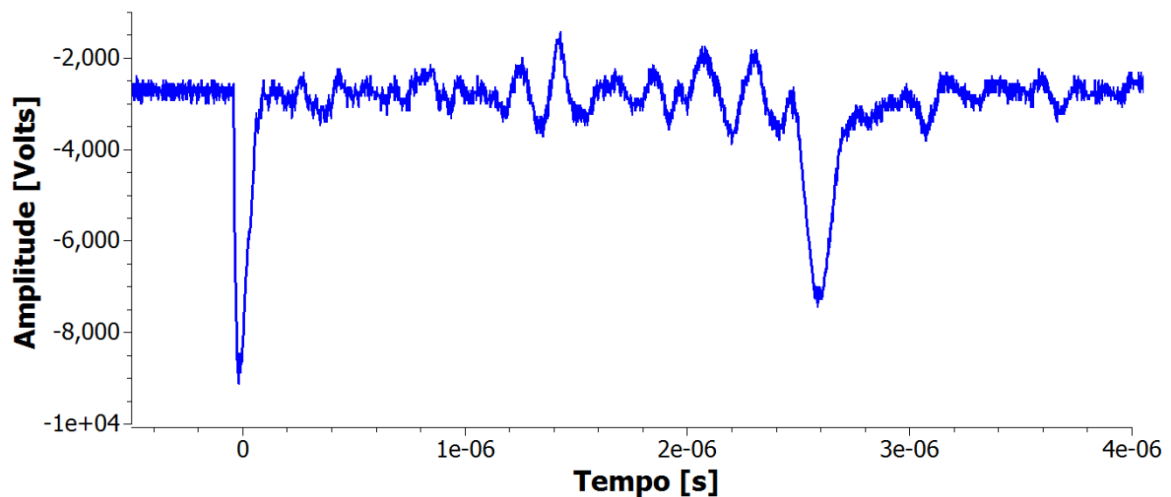


*Figura 40: Reflectometria de alta tensão aplicada ao cabo EPR 50mm<sup>2</sup> de 195 metros com cabo carga de EPR 50mm<sup>2</sup>*

Ao analisar o pulso incidente da Figura 40 é possível verificar que há um descasamento de impedância entre os elementos geradores do pulso (cabo carga e gap) e o cabo teste. Este descasamento resulta em uma pequena reflexão (circulado em vermelho), com polaridade invertida, implicando no surgimento de um pico de tensão após a rampa de subida do pulso incidente e consequente redução da amplitude máxima do mesmo. Pode-se interpretar, para este teste, que a soma da impedância do cabo carga com a impedância do *gap*, no momento do disparo, é ligeiramente maior que a impedância característica do cabo teste.

Os 195 metros de cabo EPR 50mm<sup>2</sup>, durante os testes apresentados, encontra-se enrolado em um carretel de 1 metro de diâmetro. Os picos elevados, entre o pulso incidente e o principal pulso refletido, apresentados na Figura 40 e Figura 41 são interferências eletromagnéticas entre espiras geradas pelo pulso de alta tensão.

A Figura 41 representa o disparo da carga do trecho de 3 metros de 240mm<sup>2</sup> sobre o cabo teste de 195 metros de EPR 50mm<sup>2</sup>.



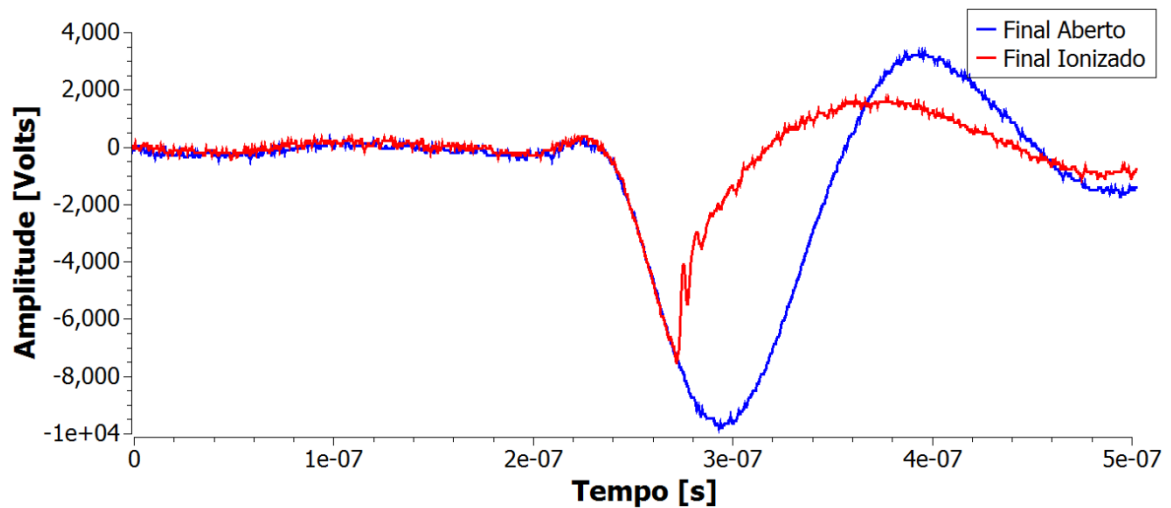
*Figura 41: Reflectometria de alta tensão aplicada ao cabo EPR 50mm<sup>2</sup> com cabo carga de EPR 240mm<sup>2</sup>*

Neste teste, o cabo carga apresenta menor impedância que o cabo teste. A soma da impedância do cabo carga com a impedância do gap no momento do disparo se aproxima da impedância do cabo teste, fazendo com que o pulso incidente não apresente reflexão na transição de subida e consequente aumento amplitude se comparado com o da Figura 40.

#### 4.3 ATIVAÇÃO DE DEFEITOS PELO PULSO DE ALTA TENSÃO

Na extremidade do trecho de 195 metros do cabo teste EPR 50mm<sup>2</sup> foi inserido um segundo *gap*, com distância de 2 mm, para avaliar se defeitos com esta mesma característica conseguem ser ionizados pelos pulsos de curta duração de reflectometria.

A comprovação de que é possível ativar um defeito pelo pulso de reflectometria, para este comprimento se dá pela análise da Figura 42, onde duas curvas estão sobrepostas, a do pulso medido no final do cabo sem o *gap* (curva com final aberto) e a ruptura da rigidez dielétrica do ar quando o *gap* é inserido (curva final ionizado). Este teste foi efetuado aplicando o potencial de 10 kV pela fonte DC.



*Figura 42: Ativação de defeito pelo pulso de alta tensão da reflectometria*

É possível verificar que o potencial de aproximadamente 8 kV é suficiente para que ocorra a ruptura da rigidez dielétrica do ar e o tempo de duração do pulso é suficiente para esta ocorrência. Porém, deve-se ressaltar que esta ocorrência se dá quando o pulso percorreu apenas 195 metros. Para cabos de maior comprimento, a condição de atenuação dos sinais continua sendo um indicador de impossibilidade de ativar os defeitos.

## 5 TDR EM ALTA TENSÃO COM PULSO DUPLO ACOPLADO

Após análise e entendimento da natureza da atenuação dos sinais de alta frequência por meio do desenvolvimento do modelo de linhas de transmissão com perdas e desenvolvimento do experimento de reflectometria com pulso único de alta tensão, ficou claro que a aplicação de um pulso único de alta tensão e alta frequência tem sua capacidade de ionizar os possíveis defeitos presentes no dielétrico comprometida para grandes comprimentos deste tipo de cabo.

Conforme já mencionado, a elevação da tensão do pulso incidente, na tentativa de compensar as perdas dissipativas, não é uma alternativa viável, pois esta condição pode danificar um ponto no início do cabo caso ultrapasse sua tensão de ruptura nominal.

Outro ponto a se considerar é que a aplicação de um pulso único mais largo que apresente menores perdas implicaria em uma perda de resolução espacial, já que a duração do pulso determina a possível posição do defeito.

Como alternativa de um sistema capaz de ativar os defeitos da LT e também detectá-los, estudou-se a aplicação de uma combinação de dois pulsos: a) um pulso de longa duração ( $\mu s$ ) e alta tensão com amplitude capaz de ionizar os defeitos; b) um pulso de curta duração ( $ns$ ) e de menor amplitude, enviado no pico do pulso de alta tensão, para servir como sinal de referência para a TDR.

### 5.1 SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE PULSOS ACOPLADOS

A Figura 43 apresenta o diagrama em bloco do primeiro circuito proposto para simulação desta nova proposta.

O primeiro elemento corresponde ao gerador de pulso de alta tensão ( $\mu s$ ), projetado para gerar um pulso com aproximadamente 16  $\mu s$  de largura e 10 kV de amplitude. Devido à sua característica de baixa frequência, este pulso praticamente não sofrerá atenuação ao longo de sua propagação sobre o cabo de 1 km. Este pulso é gerado através da descarga de um capacitor de alta tensão acoplado à LT. Sua descarga ocorre por meio de uma chave que modela um SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) e é controlada por um pulso de baixa tensão.

O circuito responsável pela geração do pulso de reflectometria corresponde ao bloco do gerador de pulso rápido, com tempos de subida e descida de 5 ns, largura de 84 ns e amplitude de 200 V, atrasado de aproximadamente 5  $\mu s$  do início do pulso de alta tensão, de modo a coincidir com a sua amplitude máxima.

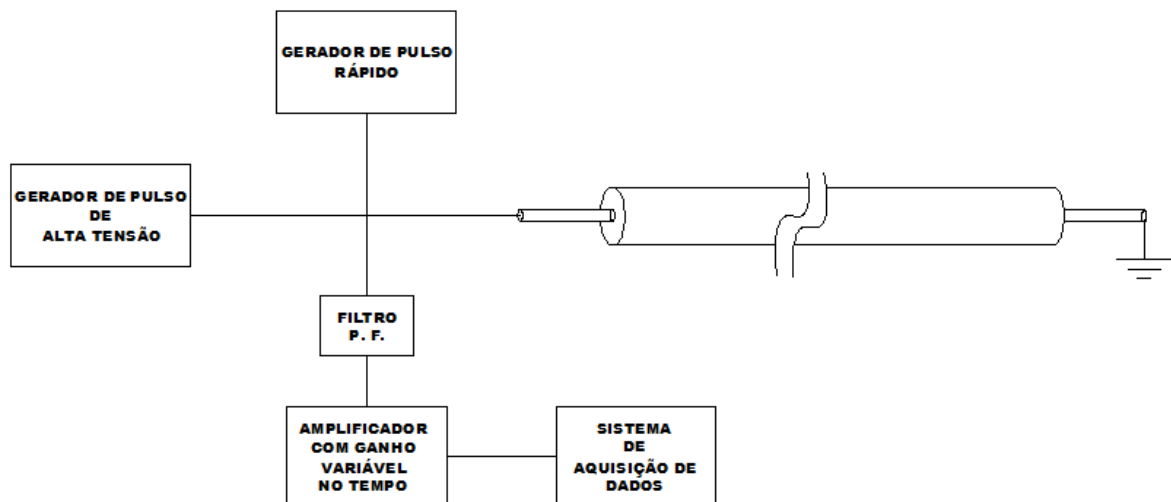


Figura 43: Diagrama em blocos do sistema de detecção de falhas proposto para a simulação.

Ao efetuar a simulação, constata-se que o pulso de alta frequência se propaga ao longo do modelo de 1 km de cabo acoplado ao pulso de alta tensão, como apresentado na Figura 44.

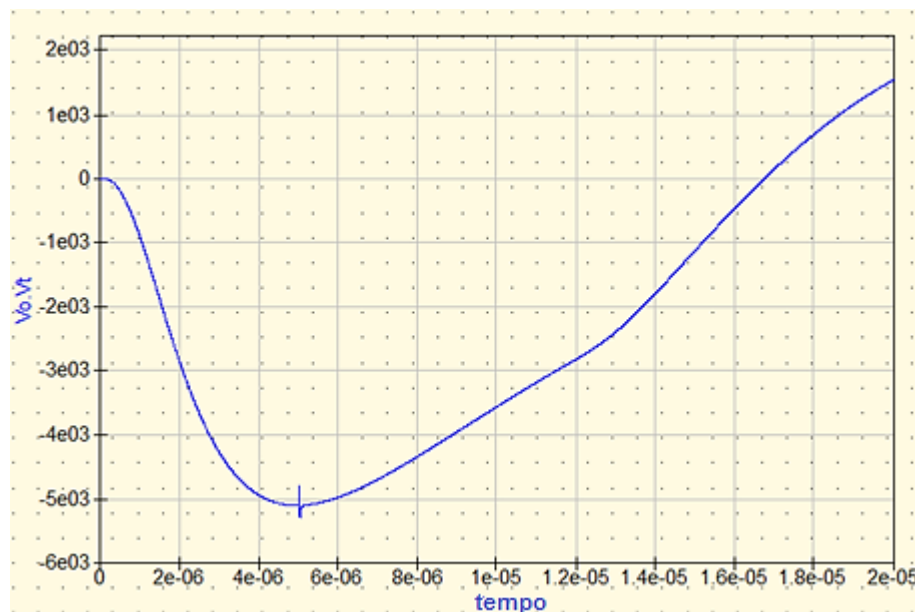


Figura 44: Pulso de alta frequência acoplado ao pulso de alta tensão simulado

Ainda na simulação, para analisar os sinais de reflectometria foi inserido um filtro passa faixa, com frequência de corte inferior de 5 MHz e superior de 50 MHz, permitindo analisar os pulsos de alta frequência separados do pulso de alta tensão.

O bloco que corresponde ao amplificador de ganho variável no tempo foi modelado de forma a compensar a atenuação do pulso refletido, mantendo-o na mesma escala de amplitude do pulso incidente. Ele opera com ganho baixo para

tempos pequenos, quando a amplitude do pulso incidente tem amplitude máxima e ganhos elevados para tempos maiores.

A Figura 45 apresenta o sinal de reflectometria simulado apresentado na saída do amplificador de ganho variável no tempo.



Figura 45: Sinal de reflectometria do modelo de 1 km de comprimento filtrado e atenuado

Analisando a Figura 46 é possível verificar a característica do pulso incidente aplicado no modelo do cabo de 1 km e através da Figura 47 é possível verificar o formato pulso refletido. Comparando estes dois pulsos observa-se uma inversão de polaridade, característica de  $Z_L \approx 0$ , condição aplicada na simulação.

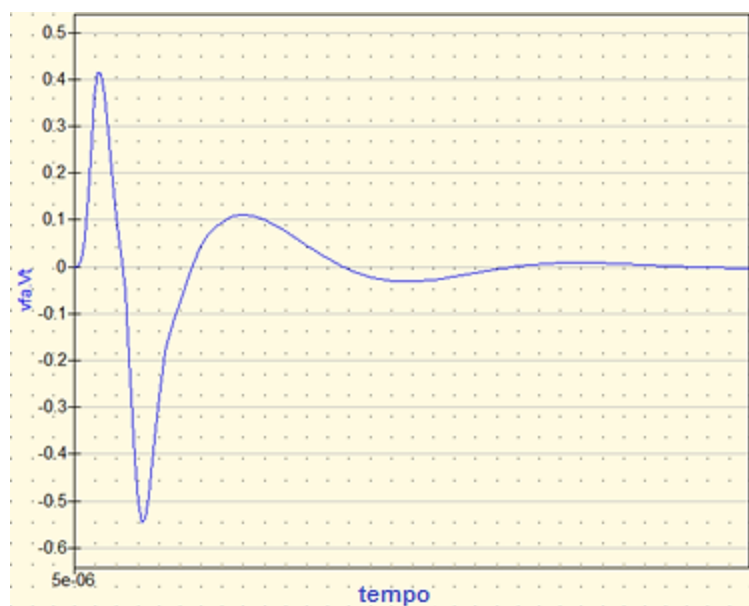
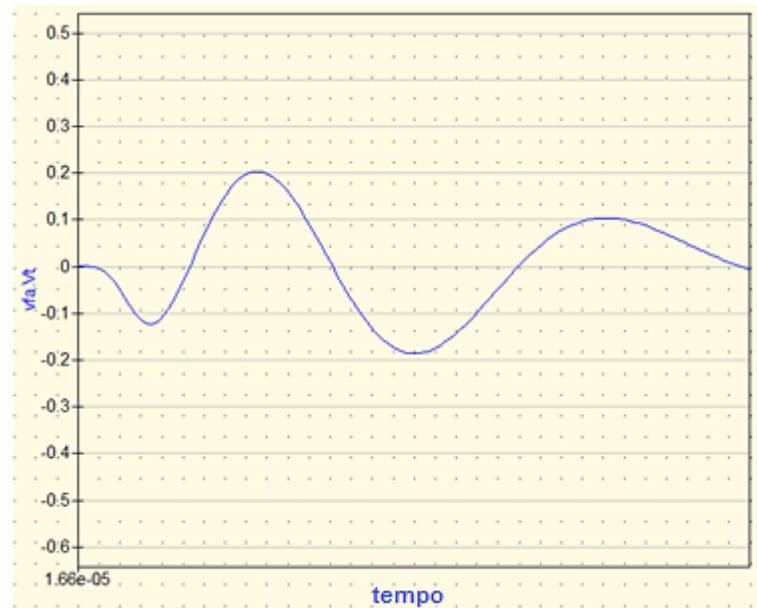


Figura 46: Pulso incidente simulação do sistema de pulsos acoplados



*Figura 47: Pulso refletido do sistema de pulsos acoplados*

Após verificar as condições de funcionamento na simulação, foram desenvolvidos experimentalmente os circuitos correspondentes ao diagrama em bloco da Figura 44.

O amplificador de ganho variável no tempo foi inicialmente desenvolvido com a utilização de um diodo PIN operando como modulador do sinal de reflectometria. Após montagem e validação do circuito para sinais de baixa frequência, quando aplicado para medida de pulsos de reflectometria este circuito não apresentou resposta satisfatório, mantendo o ganho constante durante o tempo de propagação dos pulsos de reflectometria da LT. Julgou-se que esta ocorrência é resultado de o tempo de propagação ser muito menor que o tempo de rearranjo dos portadores de carga do diodo PIN, inviabilizando sua aplicação.

Esta dificuldade levou à aplicação de mudanças na topologia do sistema, onde, o amplificador de ganho variável no tempo foi substituído por um circuito que suprime o pulso incidente de reflectometria, de maior amplitude, e permite a passagem do pulso refletido. Este supressor de pulso é aplicado apenas no sinal transmitido para o sistema de aquisição de dados, não interferindo no pulso aplicado ao cabo teste.

Os geradores de pulso permanecem iguais, porém o disparo do gerador de pulso rápido foi automatizado utilizando um circuito detector de pico que analisa o pulso de alta tensão e pode também ser disparado manualmente por meio de um



botão. Nesta nova topologia, um sinal de sincronização emitido pelo circuito gerador de pulso rápido é utilizado como referência para coleta das medidas.

Esta nova topologia pode ser verificada na Figura 48.

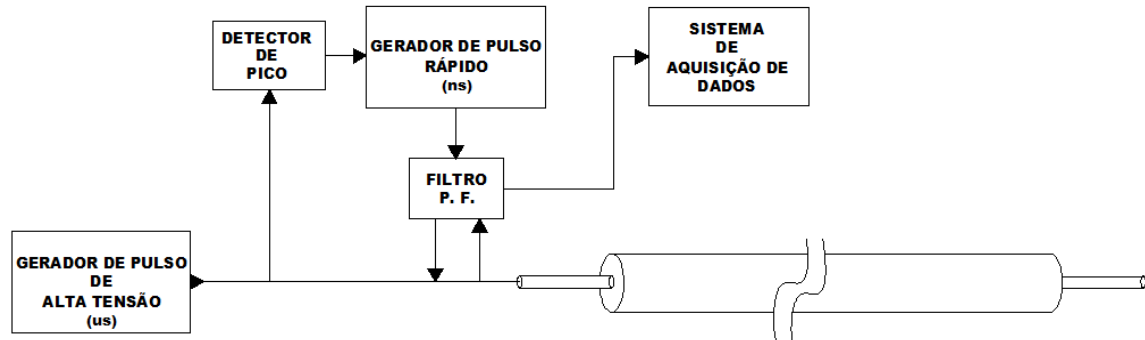


Figura 48: Diagrama em blocos do sistema de detecção de falhas com pulsos acoplados desenvolvido.

## 5.2 GERADOR DE PULSOS DE ALTA TENSÃO

O gerador de pulso de alta tensão desenvolvido é composto por uma fonte de alta tensão regulável de 0 a 30 kV DC, um capacitor de 136 nF x 10 kV e uma chave de estado sólido dimensionada para chavear até 12 kV.

Este circuito se baseia na topologia apresentada na Figura 49, composta por um conjunto de SCRs conectados em série de modo a aumentar a tensão de isolamento do conjunto.

Na Figura 49 está apresentado o circuito da chave de alta tensão, com apenas 3 seções de disparo de SCR para simplificar a explicação. O circuito desenvolvido possui 10 Seções de SCRs.



estão referenciados ao terra e cada um dispara aproximadamente 1/3 da tensão total da fonte V1. O pulso de saída, Vo possui uma largura a meia altura de aproximadamente 4  $\mu$ s e valor de pico igual à tensão DC de carga de C1, porém com a polaridade invertida.

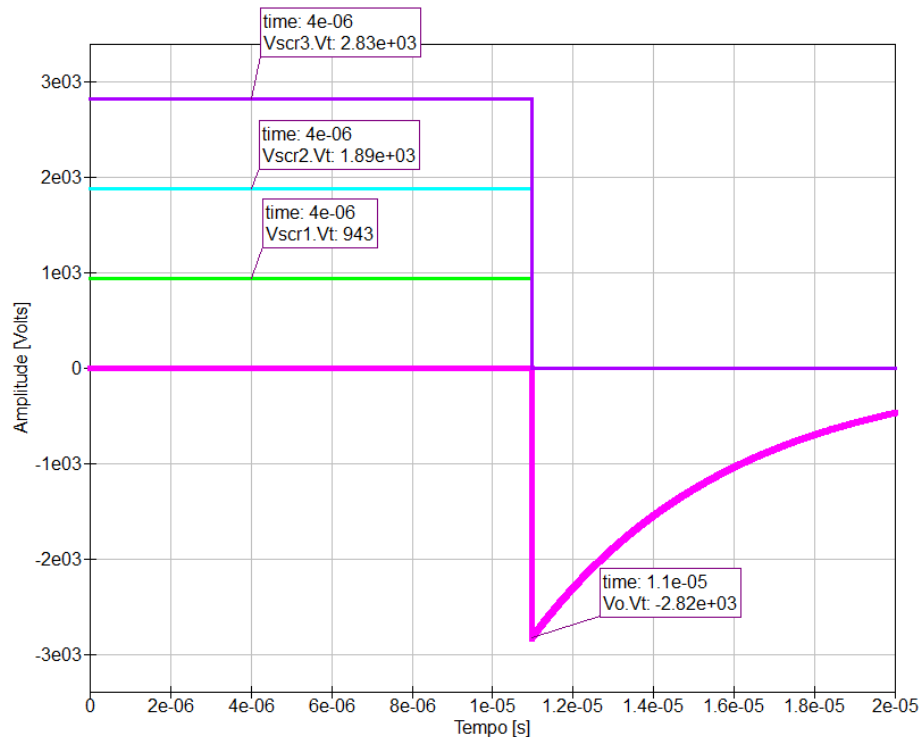
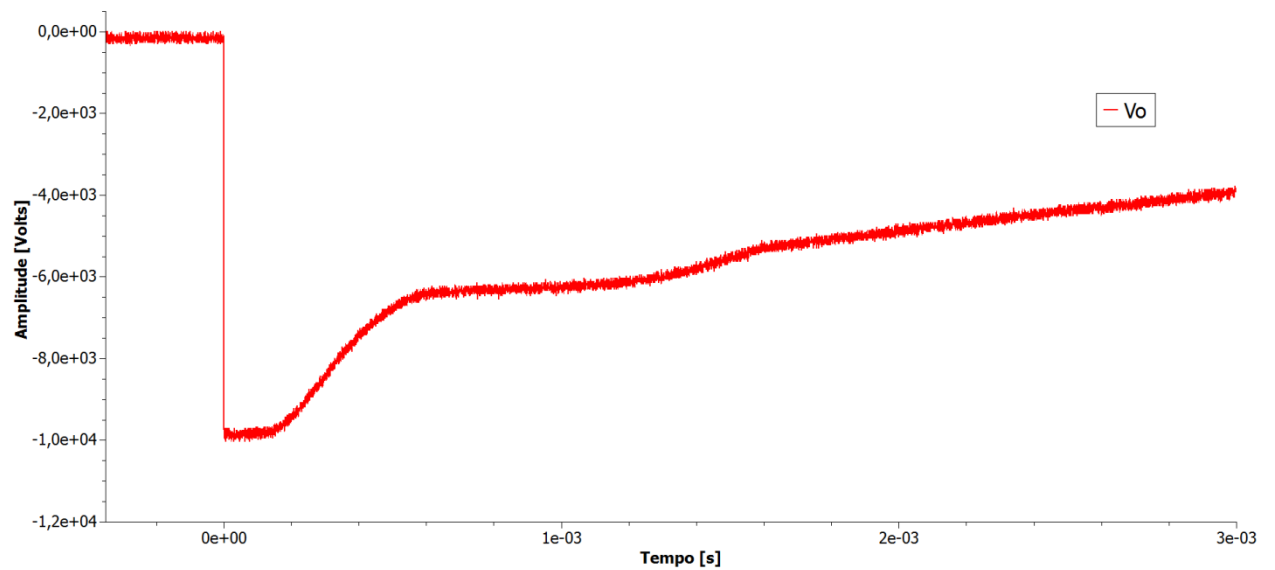


Figura 50: Simulação de disparo do gerador de pulsos de alta tensão

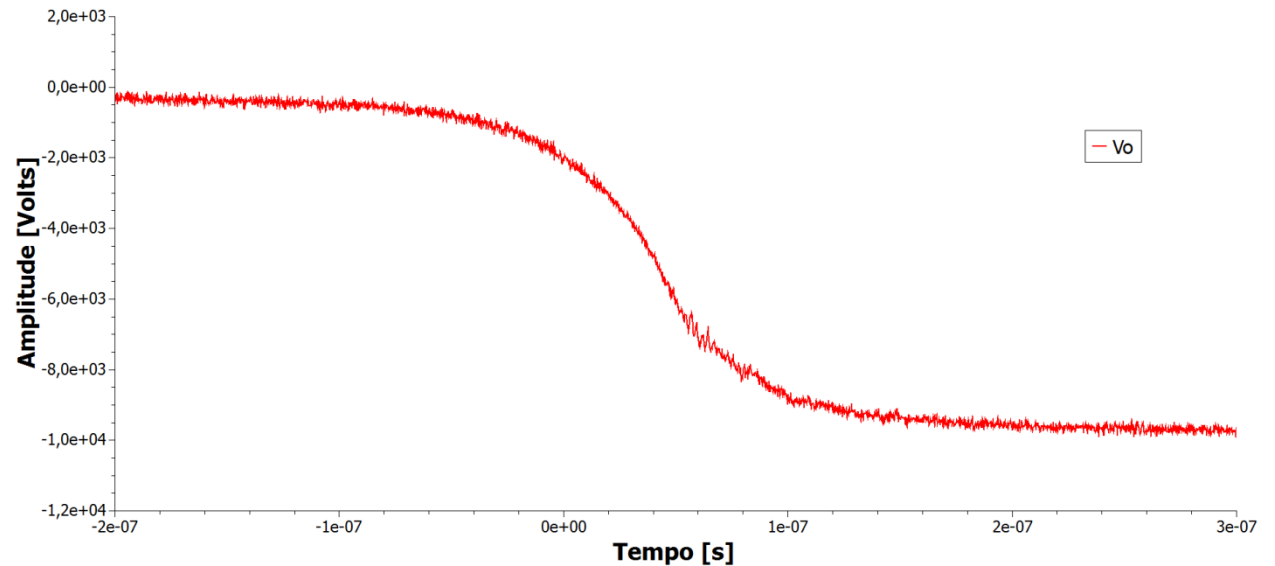
A fonte de alta tensão utilizada é uma fonte comercial (Ultravolt, 30C24-P60) compacta, cuja tensão de saída é controlada por um potencial de entrada de 0 a 5 Volts, ajustado por meio de um potenciômetro de 10 k $\Omega$ . O disparo dos SCRs é feito utilizando de um opto-triac e este é acionado por um botão do tipo *push-bottom*.

A Figura 51 apresenta o sinal de saída coletado do circuito gerador de pulsos de alta tensão. Após ajustado 10 kV na fonte DC percebe-se que o pulso atingiu praticamente esta amplitude de pico, porém com polaridade negativa, validando os resultados obtidos na simulação. Este sinal foi adquirido com a escala de tempo do osciloscópio ajustado para 40  $\mu$ s/div, 125 kS/s.



*Figura 51: Sinal do gerador de pulsos de alta tensão*

Ajustando a escala de tempo do osciloscópio para uma nova aquisição em 40 ns/div, 1,25 GS/s, foi possível obter com maior detalhe a transição do pulso de alta tensão.



*Figura 52: Transição do pulso de alta tensão*

Observa-se que o chaveamento dos SCRs ocorre em um tempo de aproximadamente 100 ns. Esta transição, relativamente rápida, possui tempos e componentes de frequência muito semelhantes aos do pulso de reflectometria e com isso pode interferir na medida de TDR. Para resolver este problema se mostrou

necessário o aumento do tempo de transição do pulso de alta tensão, reduzindo assim as componentes de frequência presente no mesmo.

Esta condição foi atingida utilizando um indutor em série com o capacitor de alta tensão, formando um circuito ressonante RLC série.

Utilizando uma ferramenta computacional de cálculo de indutores com núcleo de ar (CORUM, 2009), foi desenvolvido o indutor da Figura 53, que possui diâmetro de 15 cm e 40 espiras em uma camada de fio AWG 22. Esta ferramenta considera o efeito pelicular e componentes parasitas na frequência de corte escolhida para apresentação dos resultados.



*Figura 53: Indutor do gerador de pulso de alta tensão*

Para validar este projeto, foi efetuada a extração de parâmetros do indutor da Figura 53, por meio do analisador de redes vetorial na faixa de frequências de 100 kHz a 200 MHz.

A partir dos resultados da resposta do indutor, foi possível extrair o seu circuito equivalente simplificado, que inclui capacitância e resistência parasitas. Este modelo é apresentado na Figura 54, onde a resistência série representa as perdas no condutor (incluindo o efeito pelicular), e a capacitância é o resultado da sobreposição das espiras.

A indutância é obtida na região de baixa frequência, abaixo de 1 MHz, da medida de impedância e a capacitância do modelo é obtida na frequência de ressonância paralela da medida.

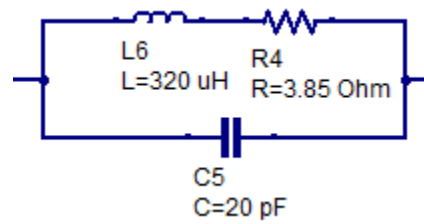


Figura 54: Modelo de alta frequência para o indutor do gerador de pulso de alta tensão  
Fonte: O autor (2014)

Os resultados experimentais e simulados com o modelo do indutor no domínio da frequência são mostrados na Figura 55 e Figura 56.

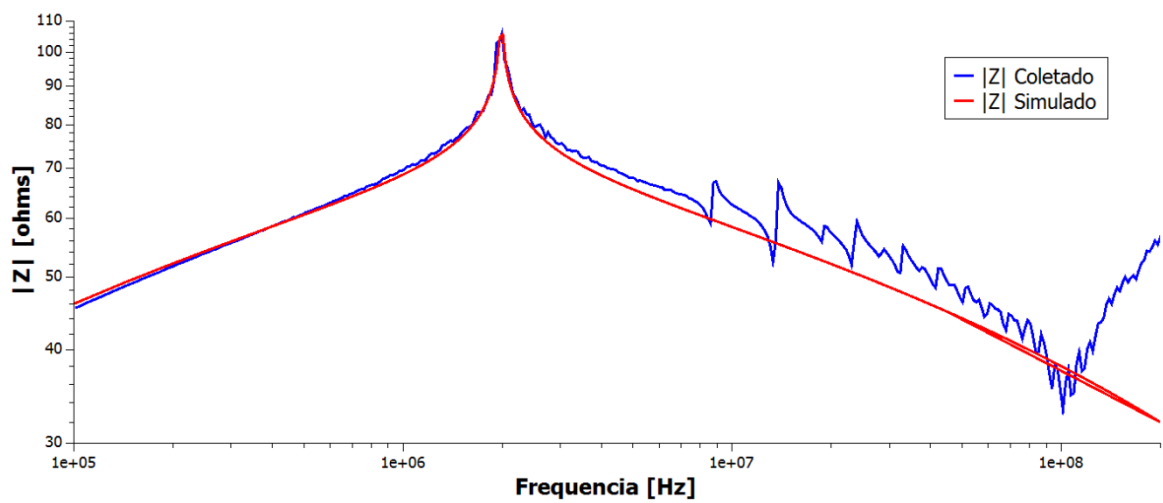


Figura 55: Módulo da impedância do indutor em função da frequência.  
Fonte: O autor (2014)

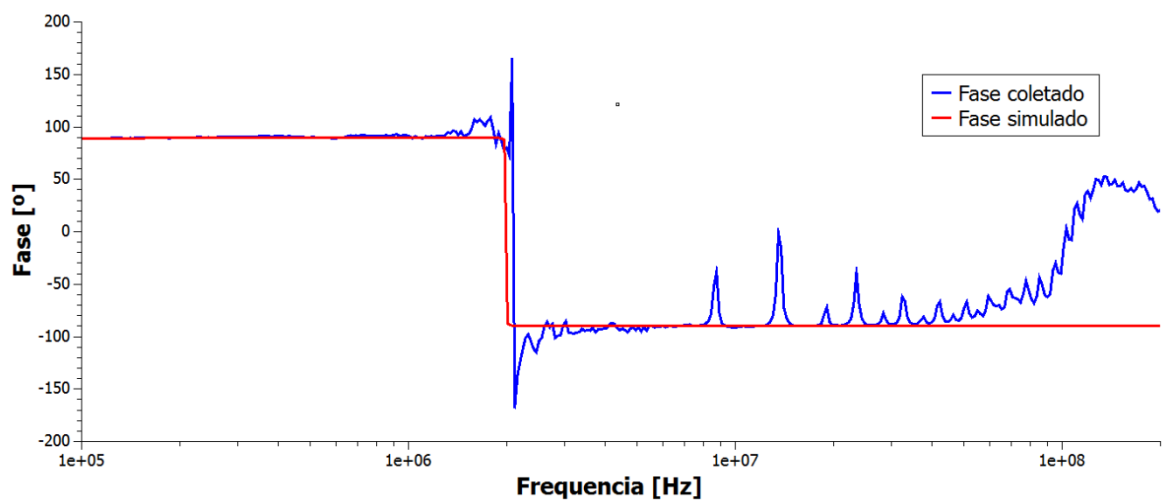


Figura 56: Ângulo de fase da impedância do indutor em função da frequência.  
Fonte: O Autor (2014)

É possível verificar que o modelo de alta frequência do indutor se ajustou de maneira fiel à curva de dados coletados. Nas regiões de alta frequência, aparecem ressonâncias na curva de dados coletados que são provavelmente reflexões do sinal incidente, pois nestas frequências e considerando as dimensões físicas do indutor, o modelo com um único conjunto RLC já não representa fielmente o seu comportamento.

Para validar experimentalmente a inclusão do indutor no gerador de pulso de alta tensão, foi feita uma medida do pulso aplicado sobre o cabo EPR 50mm<sup>2</sup>. Como resultado foi gerado o gráfico da Figura 57, onde observa-se um aumento significativo no tempo de transição do pulso de alta tensão na LT. Observa-se também uma sobretensão que chega a -15 kV, sendo que a tensão de carga do capacitor é de 10 kV. Isto se deve ao fato de haver uma ressonância entre a indutância e a capacitância do cabo. Nesta situação a tensão de carga do capacitor deve ser reduzida para não ultrapassar a tensão nominal de operação do cabo (8,7 kV).

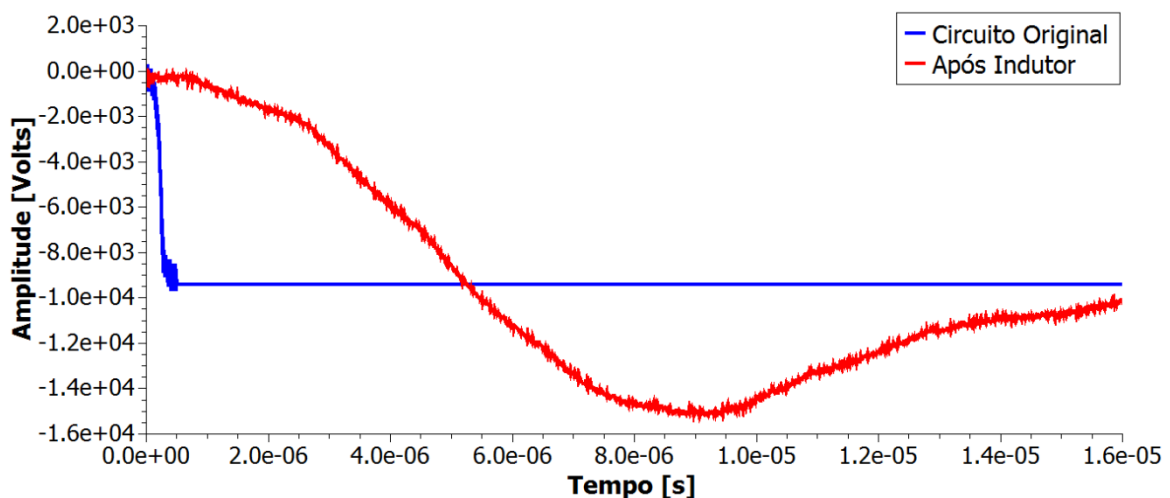


Figura 57: Comparação entre os pulsos de alta tensão do circuito original (traço azul) e após a inclusão do indutor (traço vermelho).

Fonte: O autor (2014)

## 5.2 GERADOR DE PULSO RÁPIDO

O gerador de pulso rápido é um circuito capaz de chavear até 400 V de uma fonte DC, gerando assim um pulso positivo com largura controlada. Foi desenvolvido com transistores MOSFET tipo N de potência ligados em modo complementar, que possibilitam chaveamento rápido com tempos de comutação da ordem de 10 ns.

O circuito da Figura 58 apresenta o diagrama de conexão dos mosfets e as tensões de interesse.

Para obter o pulso rápido  $V_r$ , é necessário controlar as tensões  $V_H$  de disparo do mosfet T1 e  $V_L$  do mosfet T2 de modo que quando T1 está conduzindo T2 deve estar em corte e quando T2 conduz T1 esteja em corte.

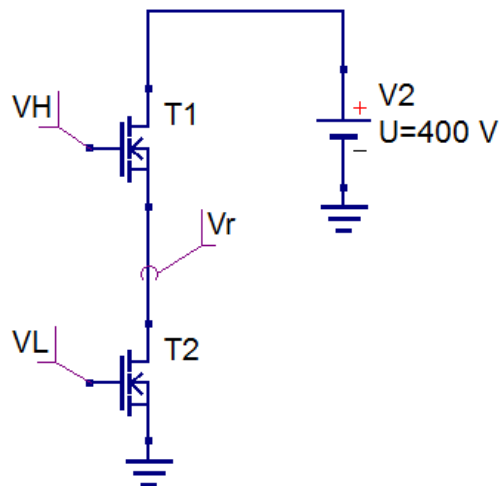
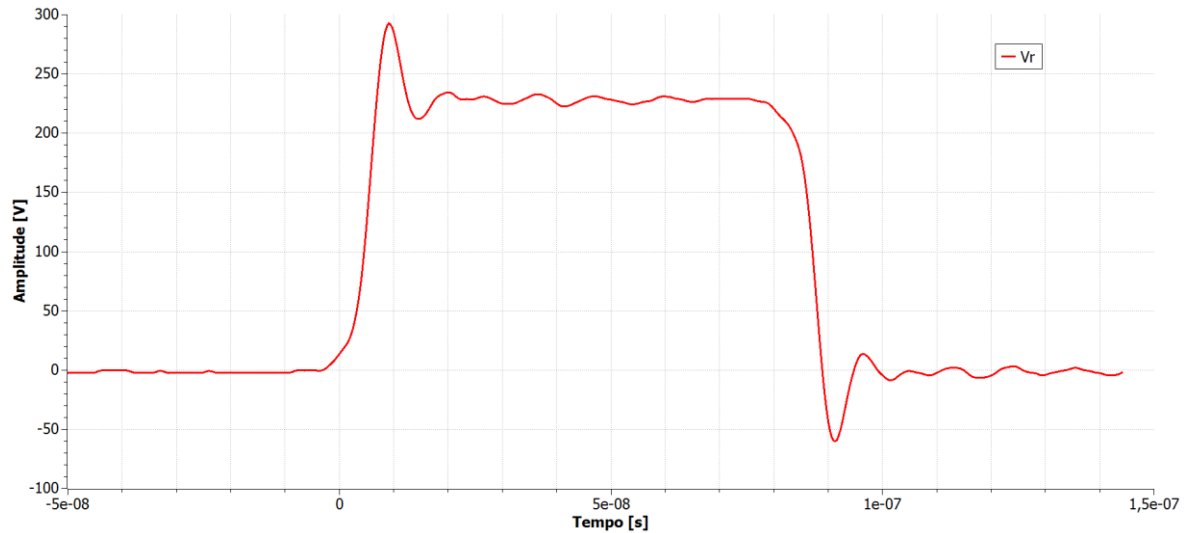


Figura 58: Aplicação de mosfets tipo n para geração de pulsos rápidos. Fonte: O autor (2014)

O acionamento da porta dos MOSFETs é feito por dois "drivers", que geram as tensões  $V_L$  e  $V_H$ . O "driver" que fornece  $V_H$  possui também um circuito isolador, que permite a aplicação do pulso em um potencial de referência variável (terminal de fonte de T1). Os pulsos de disparo são oriundos de um circuito com portas lógicas inversoras aplicadas de modo a gerar um pulso a cada transição de descida de um sinal digital aplicado a sua entrada, que pode ser proveniente do botão de disparo manual ou do detector de pico. Este circuito está dimensionado para gerar pulsos com largura variável de 20 a 200 ns. O circuito completo está detalhado no Apêndice B.

A Figura 59, mostra o sinal de saída obtido a partir de uma tensão DC de 230 V. O pulso resultante possui amplitude de cerca de 230 V, duração 84 ns e tempos de subida e descida de aproximadamente 10 ns.





*Figura 59: Sinal adquirido do gerador de pulsos rápidos. Fonte: O autor (2014)*

Na saída do gerador de pulsos rápidos foi inserido um conjunto de resistores de  $39\Omega$  para estabelecer o casamento de impedância série entre o gerador e a linha de transmissão. Este conjunto de resistores é selecionado por meio de chaves mecânicas inseridas no circuito e possibilitam a utilização deste gerador casado com impedâncias de 39, 19 e  $13\Omega$ . Para estas condições de casamento de impedância aproximadamente metade da energia do pulso do gerador é transferido para os cabos analisados, EPR  $50\text{ mm}^2$  de  $35\Omega$  e EPR  $240\text{ mm}^2$  de  $14\Omega$ .

Os sinais de reflectometria adquiridos experimentalmente da Figura 60 e da Figura 61 apresentam esta condição de casamento de impedância selecionado por meio das chaves, onde para a mesma tensão de chaveamento o pulso incidente aplicado pelo gerador possui a mesma amplitude nas reflectometrias coletadas nos cabos de 35 e  $14\Omega$ .

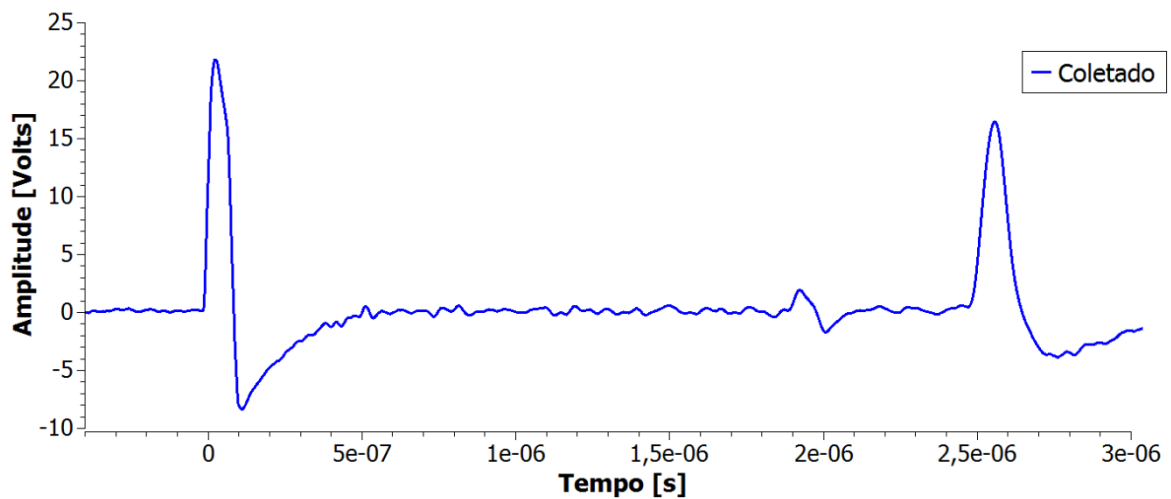


Figura 60: Reflectometria no trecho de 195 metros do cabo EPR 50mm<sup>2</sup> com aplicação do gerador de pulsos desenvolvido. Fonte: O autor (2014)

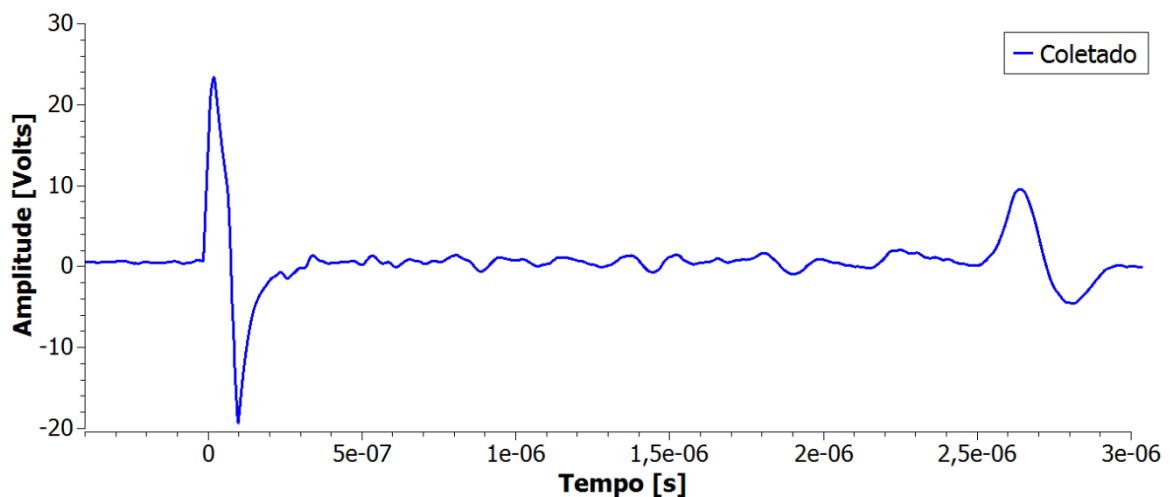


Figura 61: Reflectometria no trecho de 180 metros do cabo EPR 240mm<sup>2</sup> com aplicação do gerador de pulsos desenvolvido. Fonte: O autor (2014)

É possível verificar que o pulso refletido possui maior atenuação no cabo EPR 240 mm<sup>2</sup> para o comprimento de 180 metros do que no cabo EPR 50mm<sup>2</sup> com comprimento maior, 195 metros. As análises da natureza das perdas no EPR 240mm<sup>2</sup> não foram exploradas com a mesma profundidade das efetuadas para o EPR 50mm<sup>2</sup>, mas as condições de estudo se aplicam da mesma maneira e é possível afirmar que o maior diâmetro do cabo EPR 240 mm<sup>2</sup> resultam em uma capacitância por unidade de comprimento maior e consequentemente maior condutância, o que resulta em maiores perdas no dielétrico.

Ao analisar o erro de detecção de falha destas reflectometrias coletadas, foram comparadas duas metodologias de tomada de referência dos pulsos, a FWHM apresentada no item de fundamentação teórica e a passagem por zero dos pulsos. Como resultado foram obtidos os erros apresentados na TABELA 11.

TABELA 11: - Erro percentual de detecção de falha utilizando metodologia de FWHM e passagem por zero

	Cabo EPR 50 mm <sup>2</sup> 195 m	CaboEPR 240 mm <sup>2</sup> 180 m
erro%(Meia Altura)	0,95	0,50
erro%(Passagem por zero)	0,70	1,90

FONTE: O autor (2014)

É possível verificar que em condições de maior dispersão do pulso, como no caso do pulso refletido do cabo EPR 240mm<sup>2</sup>, a tomada de referência pela passagem por zero eleva o erro associado à detecção da falha.

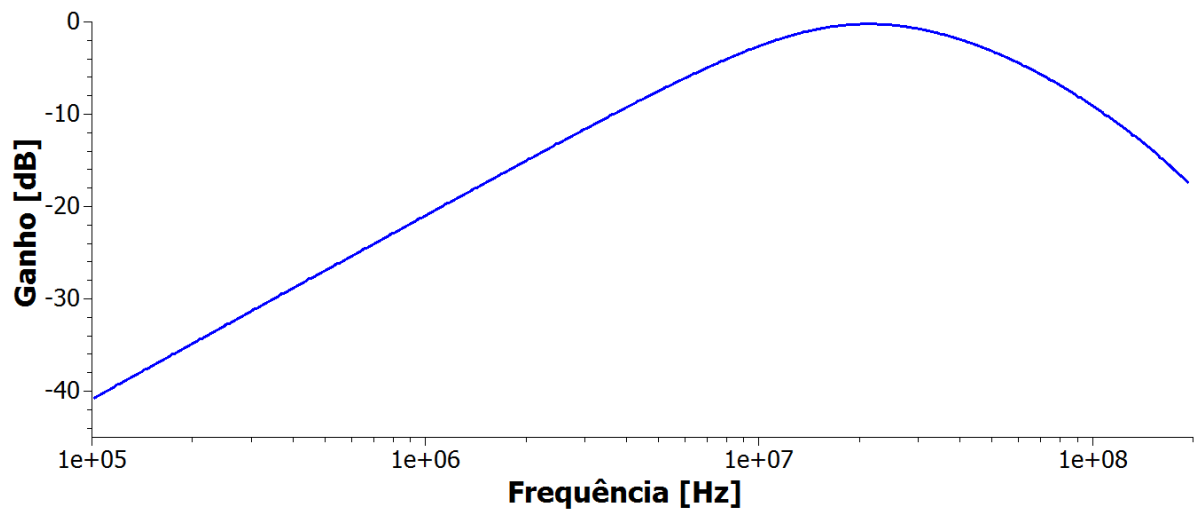
### 5.3 FILTRO PASSA FAIXA

A utilização de um pulso que possui característica específica facilita a interpretação dos sinais de reflectometria, mesmo que o dado coletado possua ruídos indesejados. Visando gerar um pulso com uma parcela positiva e outra negativa da amplitude, de forma simétrica, e ao mesmo tempo separar os sinais de alta tensão do pulso de alta frequência, foi desenvolvido o filtro LC, passa faixa e ressonante de segunda ordem para ser aplicado na saída do gerador de pulsos rápido.

Este filtro foi dimensionado para atender a menor largura de pulso do gerador, aproximadamente 20 ns, de modo que respondesse às transições do pulso retangular gerando o pulso simétrico.

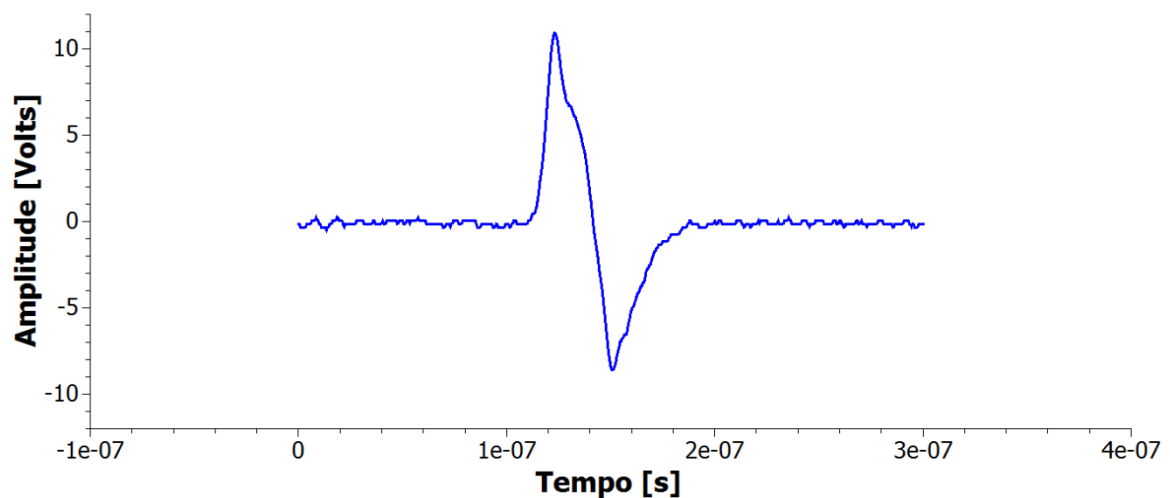
Em simulação, foram inseridos os dados do gerador de pulso rápido e efetuada a varredura dos componentes LC série de modo a resultar em um pulso de saída com maior amplitude e melhor condição de simetria. Em seguida, utilizando componentes comerciais com valores aproximados aos encontrados na simulação, foi desenvolvido o circuito e aplicado ao gerador de pulso rápido.

A resposta em frequência desse filtro foi efetuada no analisador de redes vetorial e o resultado está apresentado na Figura 62.



*Figura 62: Resposta em frequência do filtro ressonante.  
Fonte: O autor (2014)*

Para atingir a melhor condição real de amplitude e simetria do pulso se fez necessário variar a largura do pulso do gerador rápido, resultando no pulso apresentado na Figura 63.



*Figura 63: Sinal do gerador de pulso rápido coletado após o filtro ressonante.  
Fonte: O autor (2014)*

#### 5.4 SISTEMA DE SUPRESSÃO DO PULSO INCIDENTE E AQUISIÇÃO DE DADOS

O sistema de aquisição de dados possui limitação de tensão de entrada com tensão diferencial de  $\pm 5$  volts e para que a amplitude dos pulsos de reflectometria não o danifique se fez necessário aplicar um buffer na entrada desse sistema.

Como o sinal de maior amplitude é o pulso incidente, foi aplicado antes deste buffer um circuito supressor de sinal e a referência para a reflectometria passou a ser obtida pelo sinal de disparo do gerador de pulso rápido, denominado nesse sistema como *trigger*. Quando o circuito supressor, apresentado na Figura 64, é ativado, os mosfets desviam o sinal de entrada do buffer para o terra.

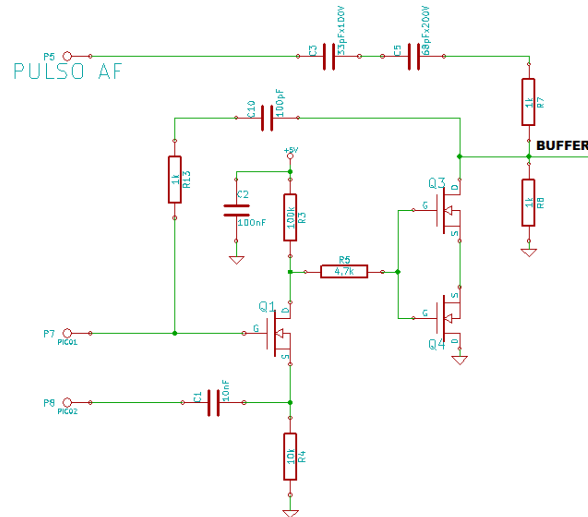


Figura 64: Circuito supressor de pulso.  
Fonte: O autor (2014)

O circuito do buffer foi desenvolvido de modo a permitir que os sinais de saída possuam amplitudes na faixa de  $\pm 2,5$  volts.

## 5.5 PULSOS ACOPLADOS

O gerador de pulso rápido permite que o pulso de reflectometria seja disparado por um botão ou por um circuito detector de pico de tensão que analisa o pulso de alta tensão. Este detector de pico corresponde ao circuito da Figura 65, que aplica o transistor como chave, desacoplado do pulso de alta tensão por meio de um capacitor de alta tensão.

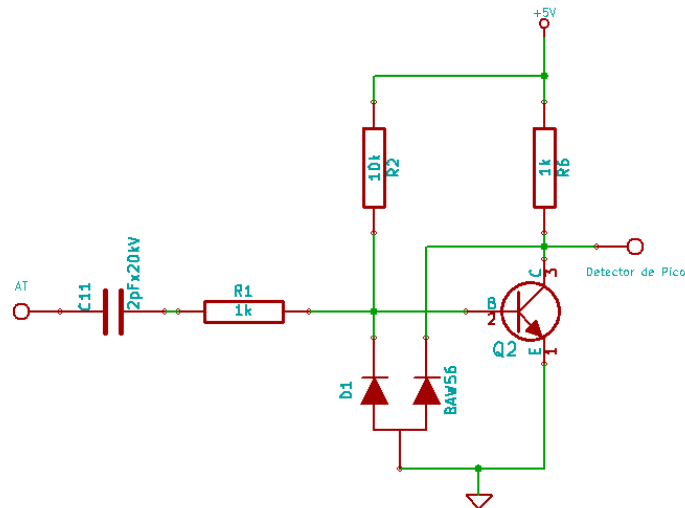


Figura 65: Circuito detector de pico de alta tensão  
Fonte: O autor (2014)

O teste que demonstra o funcionamento o circuito detector de pico foi efetuado sem a conexão do gerador de pulso rápido ao gerador de pulso de alta tensão.

Na Figura 66 estão apresentados os sinais coletados do circuito detector de pico e do gerador de pulso rápido acionados pelo pulso de alta tensão. A escala de amplitudes à esquerda corresponde ao sinal de alta tensão e da direita corresponde aos sinais de mais baixa tensão.

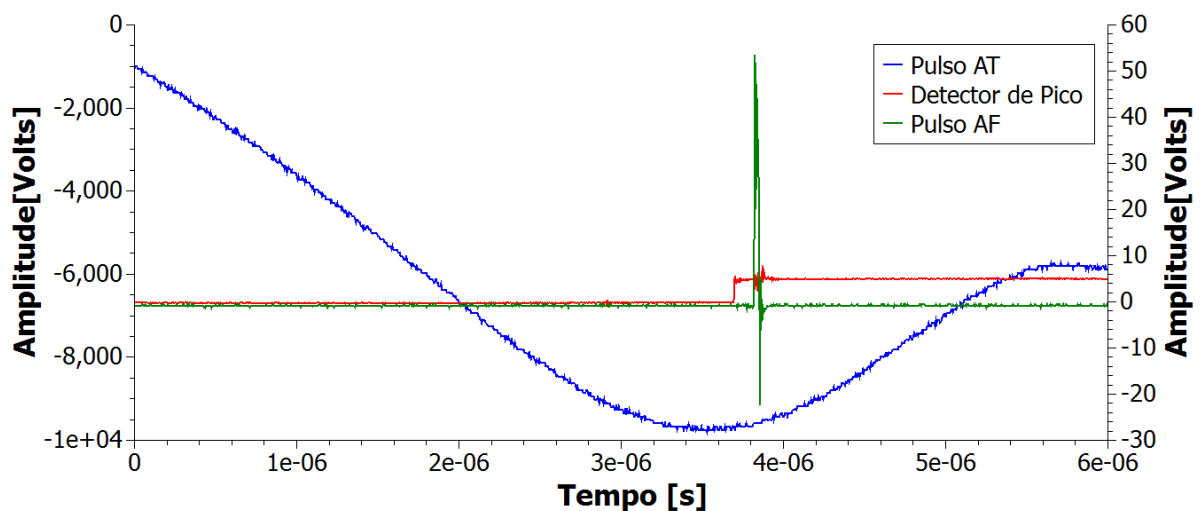


Figura 66: Sinais resultantes do acionamento do gerador de pulso rápido através do detector de pico  
Fonte: O autor (2014)

Em seguida foi estabelecida a conexão do gerador de pulso de alta tensão com o gerador de pulso rápido, por meio do filtro ressonante. A Figura 67 apresenta em vermelho a coleta do pulso de alta frequência e em azul apresenta o pulso de

alta tensão. Circulado em vermelho está apresentado o pulso de alta frequência e baixa tensão acoplado ao pulso de alta tensão.

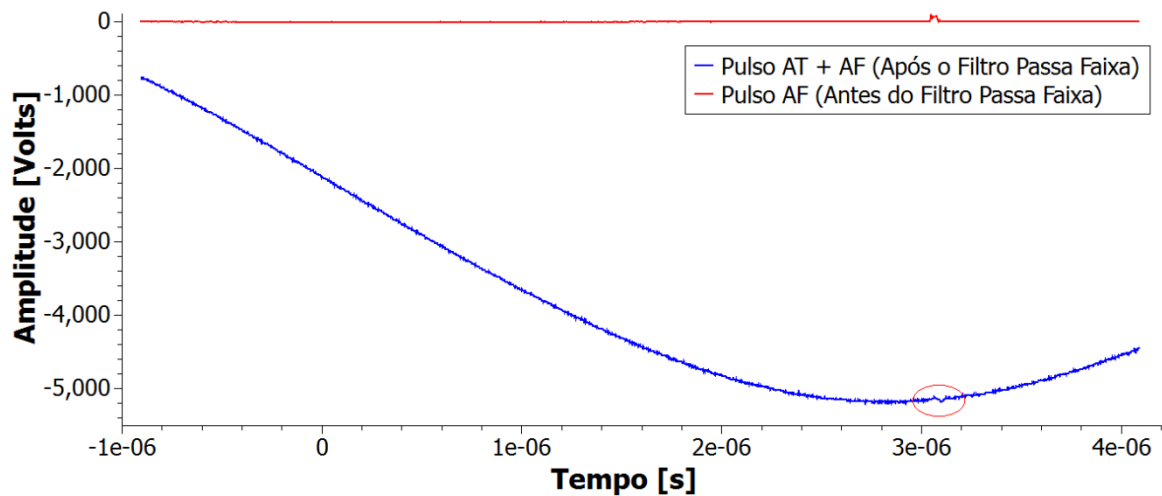


Figura 67: Resultado do acoplamento do pulso de baixa tensão e alta frequência ao pulso de alta tensão. Fonte: O autor (2014)

Estes dois sinais estão apresentados na mesma escala de tensão para demonstrar a grande atenuação que o pulso de alta tensão sofre ao passar pelo filtro passa faixa, ao mesmo tempo que o pulso de alta frequência permanece com sua amplitude original. Este filtro é o principal componente de acoplamento entre os pulsos.

## 5.6 VALIDAÇÃO DO SISTEMA

Para verificar a estabilidade do sistema, inicialmente foram efetuados testes apenas com o gerador de pulso rápido. Em seguida foram aplicados os testes com os pulsos acoplados.

### 5.6.1 MEDIDAS COM O GERADOR DE PULSO DE ALTA FREQUÊNCIA

O osciloscópio Agilent MSO-X 3024A (200MHz) possui ferramenta matemática de análise estatística associada à medida pela passagem por zero e foi aplicada para verificar a estabilidade do atraso entre o sinal de *trigger* e o pulso refletido coletado pelo *buffer* do sistema de aquisição. Para esta análise foram efetuados 33 disparos em cada cabo testado, de modo que este número de disparos se mostrou suficiente para atingir a condição de estabilidade do desvio padrão da amostragem.

O primeiro cabo analisado foi um cabo RG58 com impedância característica  $50 \Omega$ , 13 metros de comprimento e velocidade de propagação conhecida igual a  $2 \cdot 10^8$  m/s. A Figura 68 apresenta os sinais coletados, onde em azul está a reflectometria do cabo adquirida utilizando a ponta de prova 10x do osciloscópio, em vermelho o trigger e em verde o sinal da aquisição após o *buffer* com supressão do pulso incidente. O eixo da esquerda está associado às curvas vermelha e azul enquanto que o da direita está associado à curva verde.

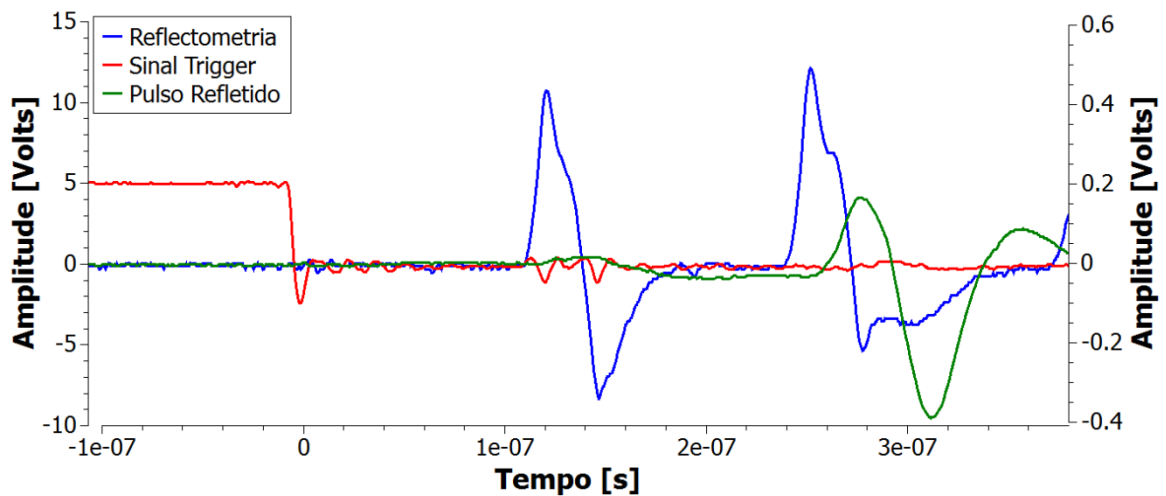


Figura 68: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo RG 58 de 13 metros.  
Fonte: O autor (2014)

É possível verificar o correto funcionamento do circuito supressor de pulso, onde o pulso incidente é fortemente atenuado.

Após coletar a reflectometria do cabo RG58 de 13 metros, foi conectado um trecho de um metro de cabo RG58, totalizando 14 metros e efetuada a mesma análise.

Os dados referente ao tempo médio de propagação e desvio padrão relativo ( $\sigma$ ) dos cabos RG58 com 13 e 14 metros estão apresentados na TABELA 12.

TABELA 12: - Tempo de propagação dos pulsos de alta frequência no cabo RG58

	RG58 13 metros	RG58 14 metros
Tempo Médio	$293,26 \cdot 10^{-9} \text{s}$	$303,61 \cdot 10^{-9} \text{s}$
$\sigma$	$309 \cdot 10^{-12} \text{s}$	$324 \cdot 10^{-12} \text{s}$

FONTE: O autor (2014)

Estes desvios padrão, quando convertidos para comprimento representam um erro de precisão de aproximadamente 3 centímetros (0,23%) na determinação de comprimento do cabo.



As medidas do erro percentual de exatidão na determinação do comprimento dos cabos RG58 de 13 e 14 metros estão apresentadas na TABELA 13.

TABELA 13: - Erro percentual de exatidão na detecção de falha dos cabos RG58 de 13 e 14 metros

	Cabo RG58 13 m	Cabo RG58 14 m
erro%(Passagem por zero)	1,15	1,07

FONTE: O autor (2014)

Aplicando o gerador de pulso de alta frequência nos cabos EPR 50mm<sup>2</sup> de 45 e 150 metros, foram obtidos os sinais apresentados na Figura 69 e Figura 70.

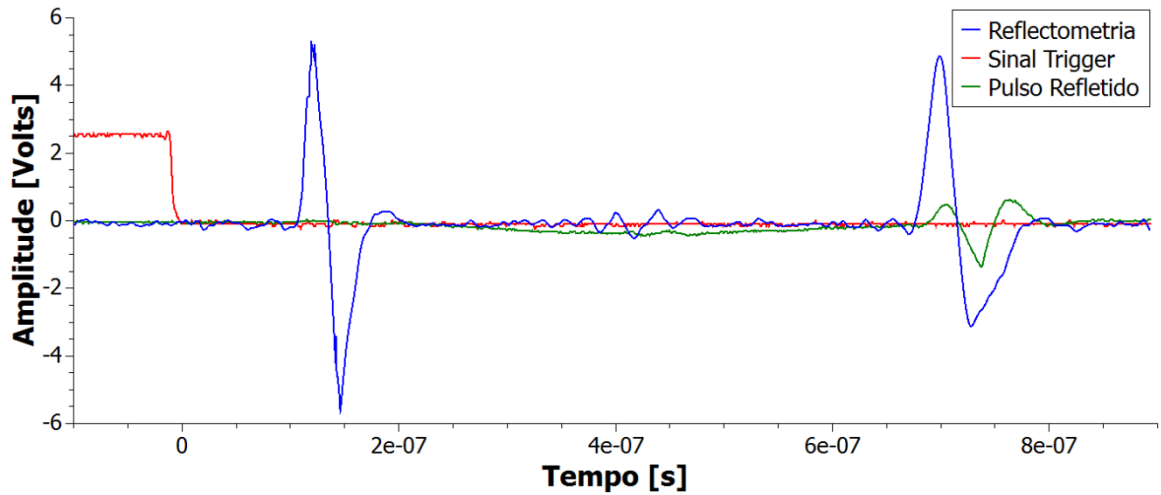


Figura 69: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo EPR 50 mm<sup>2</sup> de 45 metros  
Fonte: O autor (2014)

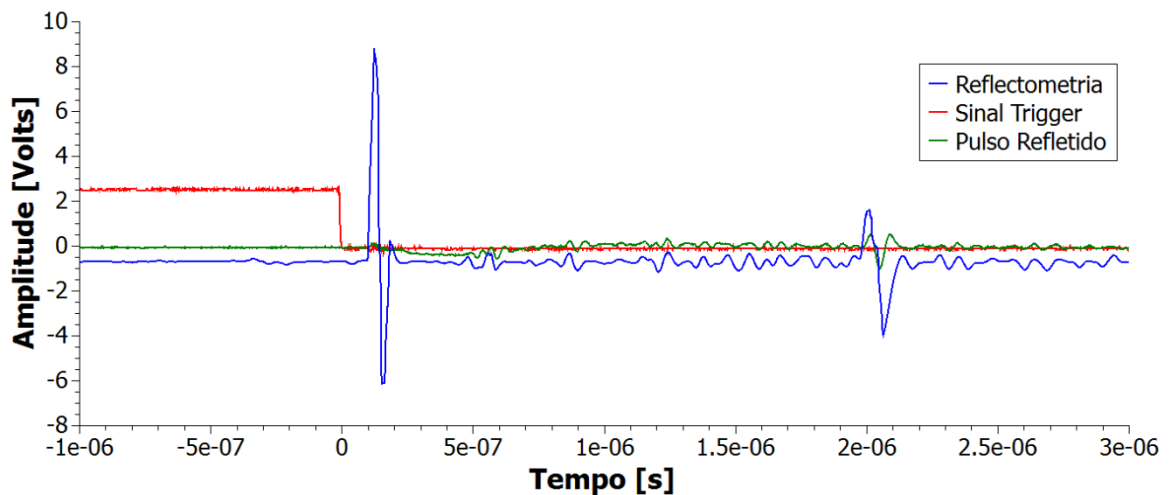


Figura 70: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo EPR 50 mm<sup>2</sup> de 150 metros  
Fonte: O autor (2014)

O tempo médio e o desvio padrão relativo das 33 amostras de reflectometria nos cabos EPR 50mm<sup>2</sup> estão apresentados na TABELA 14.

TABELA 14: - Tempo de propagação dos pulsos de alta frequência nos cabos EPR de 50mm<sup>2</sup>

	EPR 50 mm <sup>2</sup> 45 metros	EPR 50 mm <sup>2</sup> 150 metros
Tempo Médio	724,6.10 <sup>-9</sup> s	2,036.10 <sup>-6</sup> s
$\sigma$	369.10 <sup>-12</sup> s	341.10 <sup>-12</sup> s

FONTE: O autor (2014)

O erro percentual de exatidão na determinação dos comprimentos dos cabos EPR 50mm<sup>2</sup> estão apresentados na TABELA 15.

TABELA 15: - Erro percentual de exatidão na detecção de falha dos cabos EPR 50mm<sup>2</sup> de 45 e 150 metros

	Cabo EPR 50mm <sup>2</sup> 45 m	Cabo EPR 50mm <sup>2</sup> 150 m
erro%(Passagem por zero)	0,58	1,32

FONTE: O autor (2014)

Do cabo EPR 240mm<sup>2</sup> foram retiradas amostras de 13 e 127 metros. A aplicação do gerador de pulso rápido nesses cabos resultou nos sinais apresentados na Figura 71 e Figura 72.

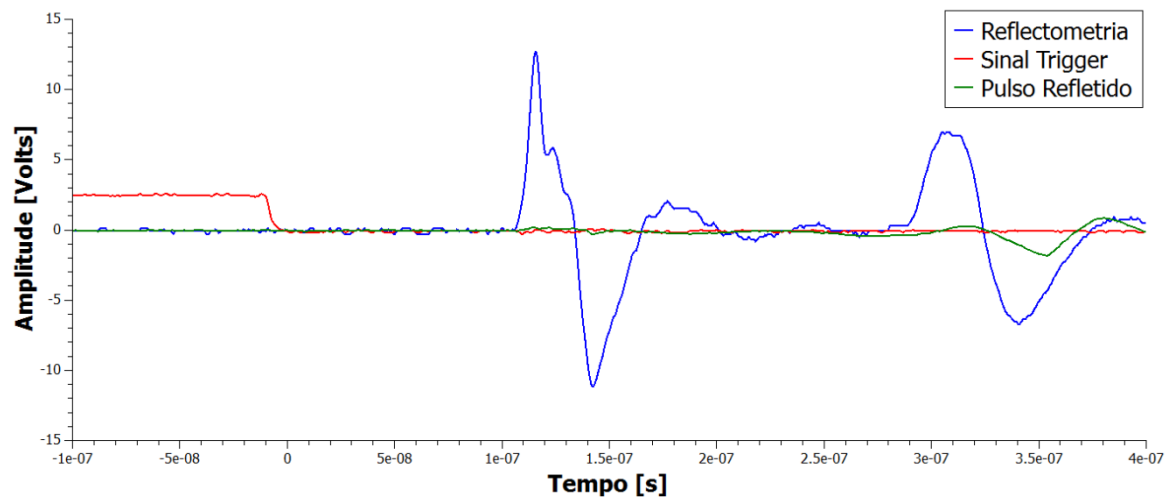


Figura 71: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo EPR 240 mm<sup>2</sup> de 13 metros  
Fonte: O autor (2014)

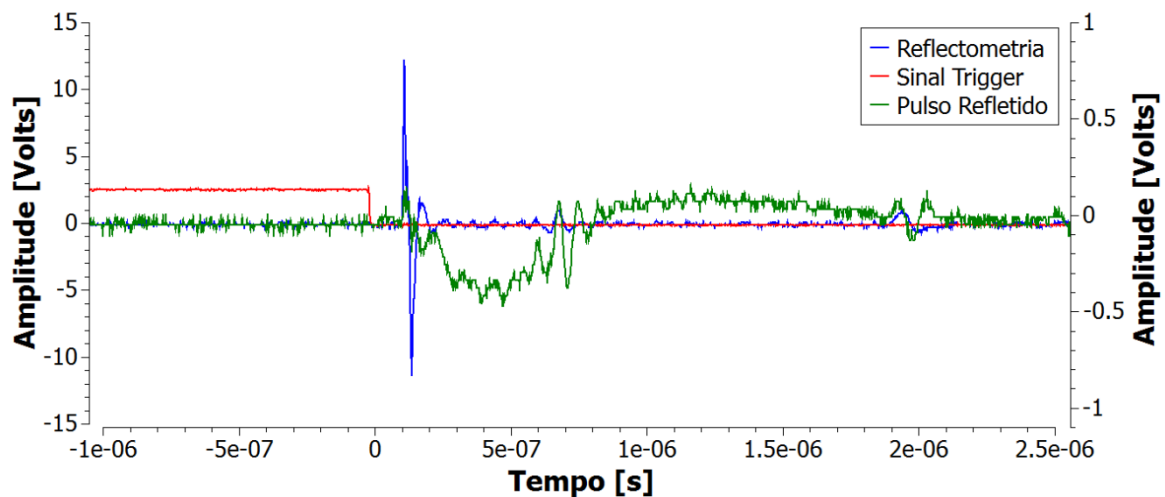


Figura 72: Reflectometria com gerador de pulso rápido aplicado ao cabo EPR 240 mm<sup>2</sup> de 127 metros

Fonte: O autor (2014)

A reflectometria aplicada ao cabo de 127 metros apresentou um pulso refletido muito atenuado e por isso a sua amplitude foi passada para o eixo da direita, em outra escala.

Os cabos testados estão dispostos em carretéis, em formato de bobinas. Em consequência disso surgem oscilações intermediárias, entre o pulso incidente e refletido, decorrentes da interferência cruzada (*cross-talk*) entre as espiras frente à passagem do sinal de alta frequência.

O tempo médio e o desvio padrão relativo das 33 amostras de reflectometria nos cabos EPR 240mm<sup>2</sup> estão apresentados na TABELA 16.

TABELA 16: - Tempo de propagação dos pulsos de alta frequência nos cabos EPR de 240mm<sup>2</sup>

	EPR 240 mm <sup>2</sup> 13 metros	EPR 240 mm <sup>2</sup> 127 metros
Tempo Médio	333,39.10 <sup>-9</sup> s	1,792.10 <sup>-6</sup> s
$\sigma$	390.10 <sup>-12</sup> s	383.10 <sup>-12</sup> s

FONTE: O autor (2014)

O erro percentual de exatidão na determinação dos comprimentos dos cabos EPR 240mm<sup>2</sup> estão apresentados na TABELA 17.

TABELA 17: - Erro percentual de exatidão na detecção de falha dos cabos EPR 240mm<sup>2</sup> de 13 e 127 metros

	Cabo EPR 240mm <sup>2</sup> 13 m	Cabo EPR 240mm <sup>2</sup> 127 m
erro%(Passagem por zero)	0,40	0,36

FONTE: O autor (2014)

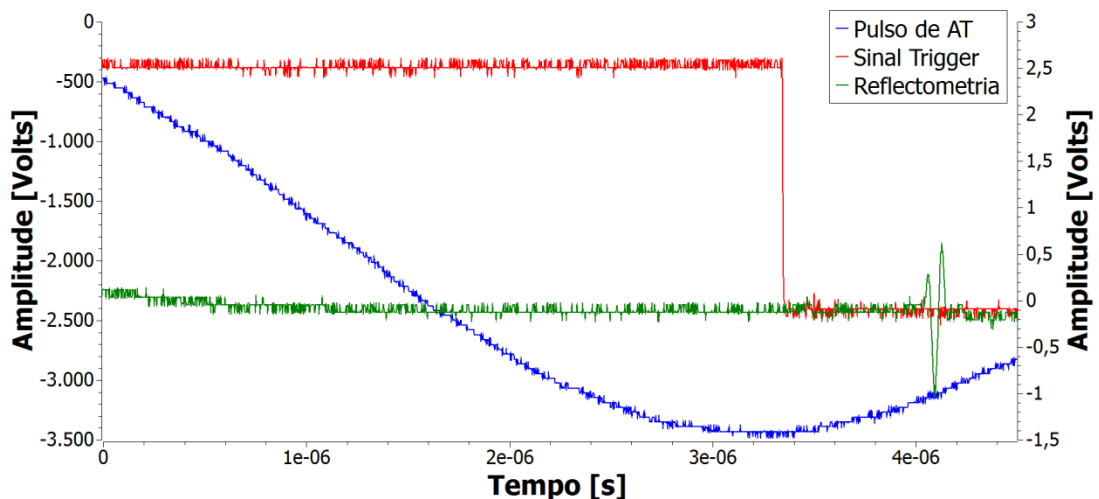
Os sinais adquiridos no cabo EPR 50mm<sup>2</sup> apresentam menor atenuação e com isso uma resposta gráfica mais facilmente interpretada. Porém a busca pelo sinal com formato específico, apresentado na reflectometria da Figura 72, auxilia a determinação da posição do descasamento de impedância, mesmo em condições de interferência cruzada.

Existe um atraso constante de cerca de 140 ns (medido experimentalmente) entre o sinal de *trigger* e o sinal de reflectometria na saída do *buffer*. Este valor deve ser subtraído de todas as medidas temporais para o cálculo da posição do defeito nos cabos.

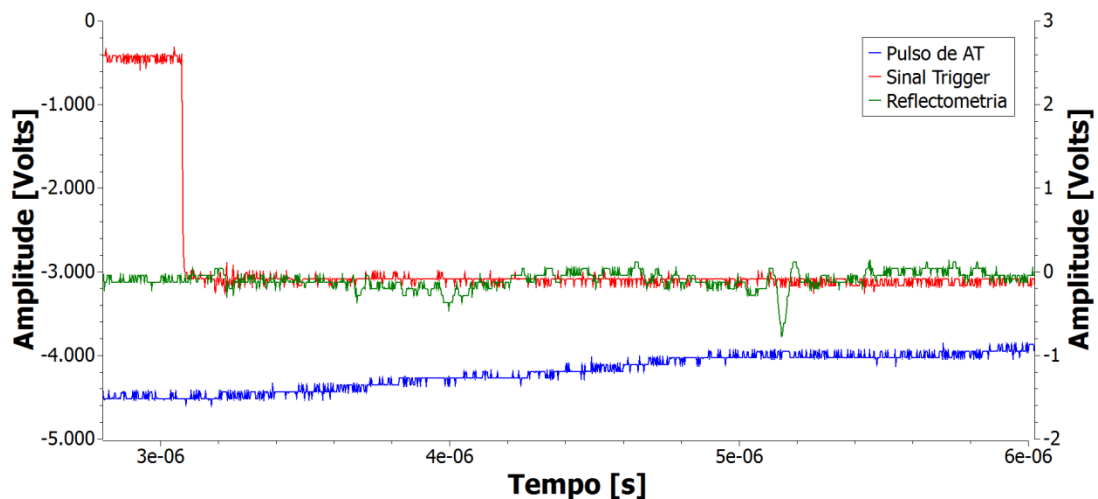
### 5.6.2 MEDIDAS COM PULSOS ACOPLADOS

Os testes apresentados nesta seção foram aplicados com a amplitude do pulso de alta tensão abaixo da nominal do cabo ( de 3 a 5 kV), condição para analisar os comprimentos dos cabos e não ativar defeitos.

Na Figura 73 e Figura 74 estão apresentadas as aquisições de reflectometria com pulsos acoplados aplicada aos cabos EPR 50mm<sup>2</sup> de 45 metros e 150metros respectivamente. A escala de amplitudes à esquerda corresponde ao pulso de alta tensão e da direita corresponde ao sinal de trigger e pulso de reflectometria.



*Figura 73: Reflectometria com pulsos acoplados aplicada ao cabo EPR 50 mm<sup>2</sup> de 45 metros. Amplitude do Sinal de Trigger e Reflectometria apresentados no eixo da direita e Pulso de Alta Tensão no eixo da esquerda*  
*Fonte: O autor (2014)*



*Figura 74: Reflectometria com pulsos acoplados aplicada ao cabo EPR 50 mm<sup>2</sup> de 45 metros. Amplitude do Sinal de Trigger e Reflectometria apresentados no eixo da direita e Pulso de Alta Tensão no eixo da esquerda*  
*Fonte: O autor (2014)*

Fazendo-se a subtração de 140ns entre o sinal de trigger e o sinal de saída do buffer foram determinados os erros da TABELA 18.

TABELA 18: - Erro percentual de detecção de falha dos cabos EPR 50mm<sup>2</sup> de 45 e 150 metros

	Cabo EPR 50mm <sup>2</sup> 45 m	Cabo EPR 50mm <sup>2</sup> 150 m
erro%(Passagem por zero)	0,28	1,60

FONTE: O autor (2014)

Neste teste é possível verificar que o sistema está operando de acordo com o esperado sem que haja ativação de defeitos.

### 5.6.3 ATIVAÇÃO DE DEFEITO E MEDIDAS COM PULSOS ACOPLADOS

No cabo EPR 50mm<sup>2</sup> de 150 metros foi causado um defeito a cerca de trinta centímetros de distância do seu final. Este defeito atravessa todas as camadas do cabo até chegar ao condutor central e foi provocado intencionalmente com uma furadeira e broca de 1,5mm de diâmetro.

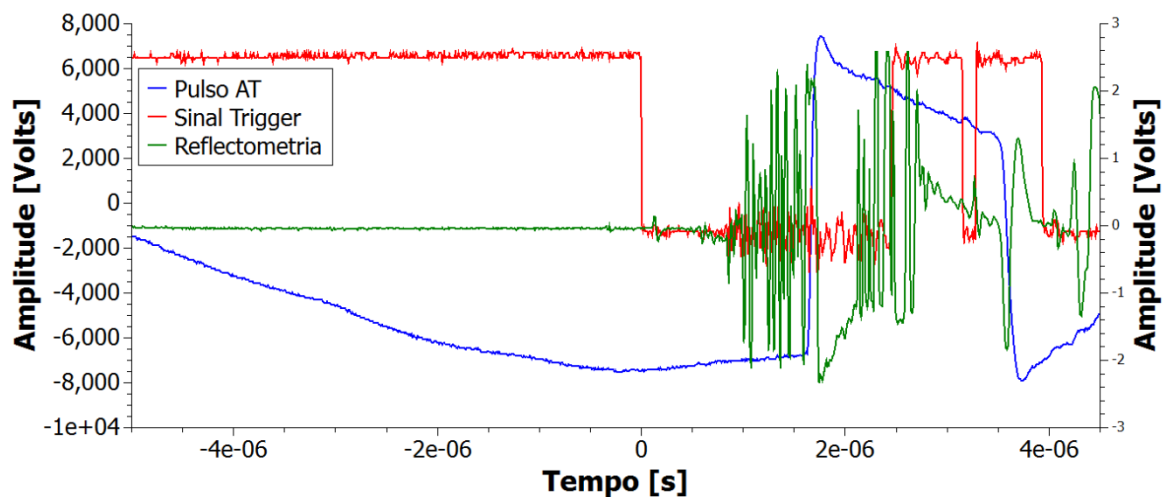
A ativação do defeito ocorre ao aplicar o pulso de alta tensão, com amplitude máxima próxima à tensão nominal do cabo.

A figura Figura 75 apresenta a fotografia do arco elétrico criado na região do defeito no instante da ativação. Este teste foi efetuado com a terminação do cabo aberta.



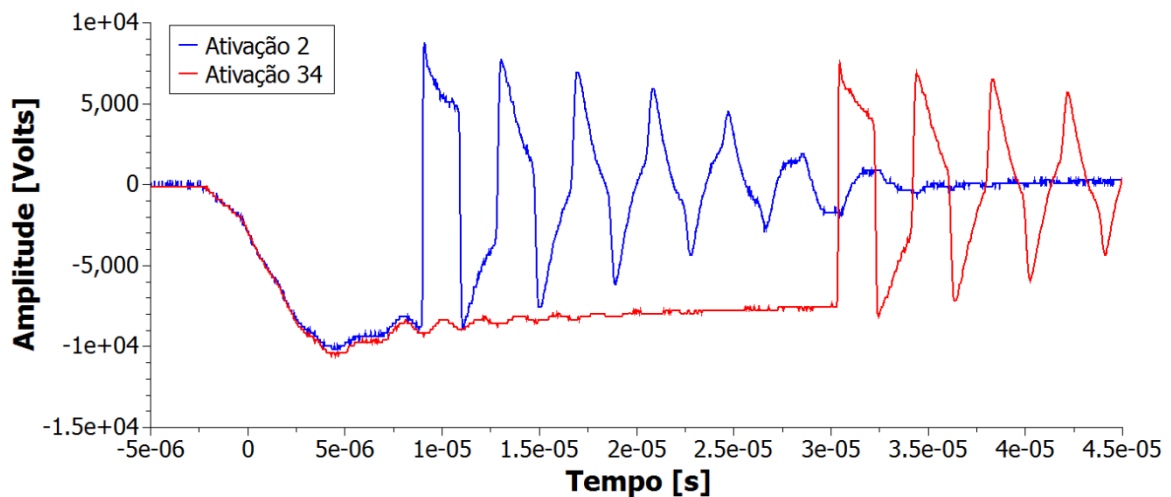
*Figura 75: Fotografia da ativação do defeito do cabo EPR 50 mm<sup>2</sup> de 150 metros  
Fonte: O autor (2014)*

Os sinais adquiridos pelo sistema durante a ativação do defeito estão apresentados na Figura 76.



*Figura 76: Reflectometria com pulsos acoplados e ativação de defeito aplicada ao cabo EPR 50 mm<sup>2</sup> de 150 metros. Amplitude do Sinal de Trigger e Reflectometria apresentados no eixo da direita e Pulso de Alta Tensão no eixo da esquerda  
Fonte: O autor (2014)*

Devido às características de alta frequência da descarga disruptiva, da ordem de dezenas a centenas de MHz, houve interferências que se sobrepuseram aos sinais de baixa tensão coletados pelo sistema, inviabilizando a sua utilização na análise da TDR. Outro ponto a se destacar é que a descarga não ocorre sempre no pico do pulso de alta tensão, demonstrando que a ativação do defeito é um processo aleatório. Esta condição está apresentada na Figura 77, sendo que neste teste, foram efetuadas trinta e quatro disparos com ativação do defeito e foram selecionados estes dois sinais para demonstrar essa aleatoriedade.



*Figura 77: Ativação de defeitos em tempos variados.  
Fonte: O autor (2014)*

#### 5.6.4 MEDIDAS DEFEITO COM PULSO DE ALTA TENSÃO

Observou-se que uma vez ativado o defeito com o pulso de alta tensão, ocorre uma transição abrupta ( $\sim$ ns) desta tensão com inversão de polaridade. Esta frente de onda retorna ao gerador e sofre reflexões múltiplas, a partir das quais pode-se determinar a posição do defeito sem a necessidade do pulso de alta frequência utilizado nas medidas anteriores.

A Figura 78 apresenta o pulso de alta tensão com a ocorrência de descarga, onde as duas primeiras reflexões estão sinalizadas pela numeração 1 e 2. A reflexão 1 é o resultado da descarga no final do cabo (defeito de baixa impedância) que retornou ao início (ponto de medida) com polaridade invertida. Quando chega ao início do cabo, o sinal de alta tensão encontra o filtro LC série do gerador de pulso rápido, alta impedância, e reflete com mesma polaridade para o final do cabo. Por fim, em 2, quando chega ao final do cabo este sinal encontra a ionização que não se extinguiu e inverte novamente. Com esta condição analisada é possível determinar o comprimento do cabo por meio dessas duas primeiras transições do sinal de alta tensão.

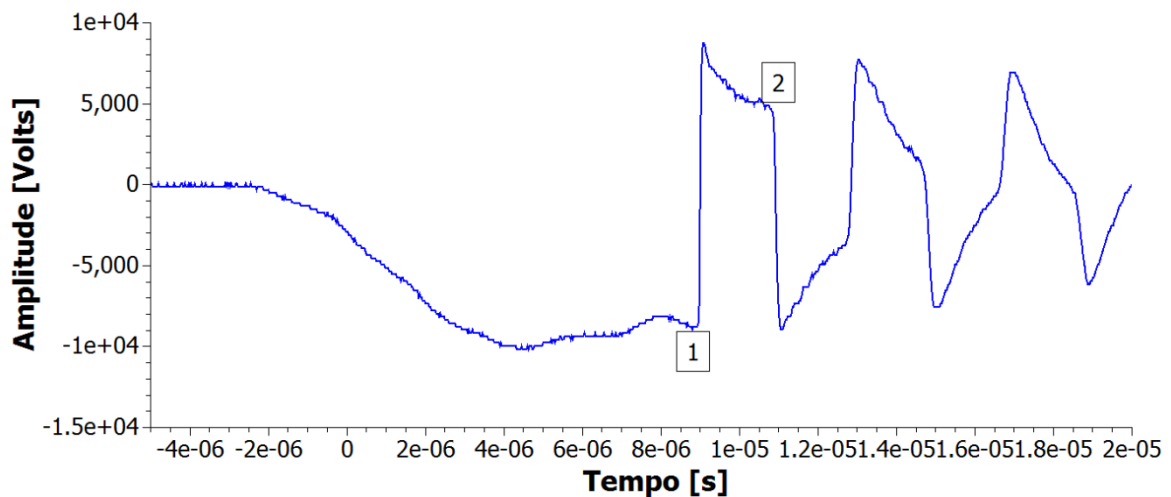


Figura 78: Sinal de reflectometria por meio do sinal de descarga do defeito  
Fonte: O autor (2014)

Para adquirir este sinal sem a necessidade de uma ponta de prova de alta tensão externa, foi desenvolvido um divisor capacitivo que atenua este sinal em 20.000 vezes. O sinal adquirido com este divisor, em comparação com o mesmo sinal adquirido por uma ponta a prova atenuadora 1.000 vezes está apresentado na Figura 79.

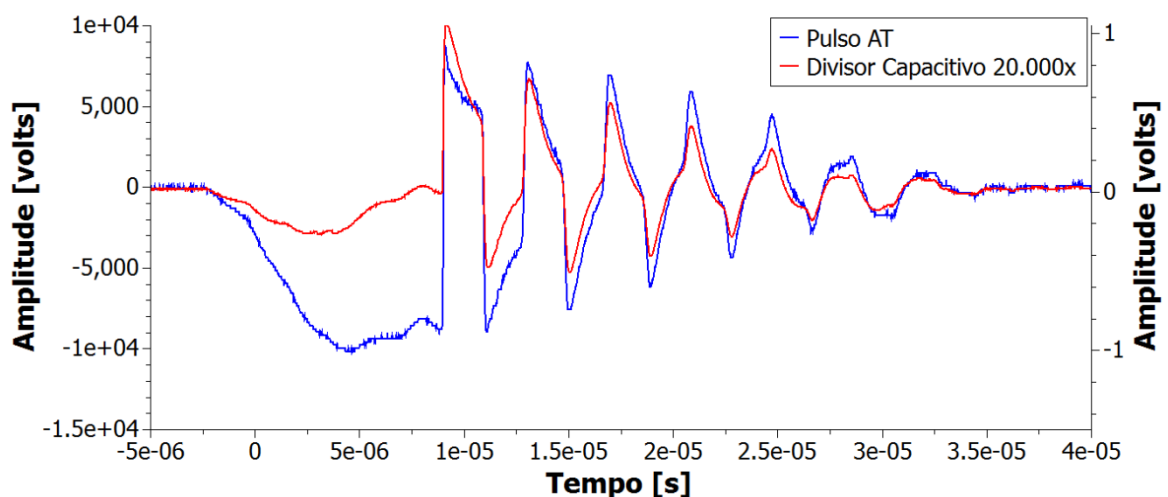


Figura 79: Reflectometria de alta tensão adquirida com divisor capacitivo desenvolvido e ponta de prova atenuadora 1000x  
Fonte: O autor (2014)

Efetuada as análises de tempo médio de duração da primeira inversão do sinal e desvio padrão relativo dos 34 disparos com ativação do defeito foram obtidos os dados da TABELA 19. Estes dados foram coletados pelo sinal do divisor capacitivo desenvolvido.



TABELA 19: - Tempo de duração entre as duas primeiras reflexões do sinal de alta tensão no cabo

EPR de 50mm <sup>2</sup>	
	EPR 50 mm <sup>2</sup> 150 metros
Tempo Médio	$1,9526 \cdot 10^{-6}$ s
$\sigma$	$7,136 \cdot 10^{-9}$ s

FONTE: O autor (2014)

Para este cabo este desvio padrão apresenta um erro de precisão de 0,56 metros (0,37%) na determinação da posição do defeito. A determinação da posição do defeito ativado apresentou erro de exatidão de 0,70%, como apresentado na TABELA 20.

TABELA 20: - Erro percentual de exatidão na detecção de falha do cabo EPR 50mm<sup>2</sup> de 150 metros por meio da análise do período da ativação de defeito

	Cabo EPR 50mm <sup>2</sup> 150 m
erro%(Passagem por zero)	0,70

FONTE: O autor (2014)

Estes resultados, se comparados aos anteriores, demonstram que a utilização de um pulso único de alta tensão e baixa frequência é suficiente para determinar a posição do defeito, uma vez que o mesmo é ativado. Desta forma, o sistema desenvolvido pode ser aplicado para localização de defeitos em cabos nas seguintes condições:

- Cabo com defeito permanente utilizando pulso único de baixa tensão e alta frequência;
- Cabo com defeito permanente utilizando pulso de alta tensão e baixa frequência acoplado ao pulso de baixa tensão e alta frequência;
- Cabo com defeito não permanente ativado por pulso único de alta tensão e baixa frequência.

## 6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresenta o estudo detalhado das causas de atenuação e dispersão de sinais de alta frequência em cabos isolados aplicados em redes de distribuição de energia elétrica subterrâneas.

Utilizando métodos computacionais e experimentais foi possível determinar que a tangente de perdas é principal responsável pela atenuação e dispersão desses sinais, tornando possível desprezar as perdas no condutor que se apresentaram pouco significativas. Este estudo se mostrou de grande importância no que diz respeito à ampliação da faixa de frequência de análise desse tipo de cabo (até 200 MHz), pois os dados encontrados na literatura que descrevem as perdas nesses componentes apresentam informações apenas para baixas frequências (até 1 MHz).

O modelo de LT de parâmetros distribuídos com perdas desenvolvido neste trabalho apresenta as seguintes vantagens:

- É um modelo genérico para cabos isolados de média tensão (de 1 a 64 kV);
- Necessita poucos parâmetros para seu desenvolvimento ( $Z_0$ ,  $v_p$  e  $\delta_D$ );
- Aplica-se a simulações no domínio do tempo e da frequência, em simuladores de circuitos convencionais;
- Apresenta tempos de simulação relativamente baixos para modelagem de trechos de centenas de metros;
- Apresenta elevada convergência dos resultados de simulação com os dados coletados experimentalmente;
- Viabiliza estudo de cabos com elevados comprimentos sem a necessidade de obtê-los fisicamente.

O experimento que aplica a TDR com pulso único de alta tensão e alta frequência apresentou maior simplicidade em sua concepção e seu funcionamento se mostrou satisfatório no que diz respeito à localização de defeitos de alta ou de baixa impedância. Porém para elevados comprimentos de cabo, este sistema apresenta limitações, uma vez que o pulso é muito atenuado devido às perdas em

alta frequência, comprometendo assim a ativação dos defeitos de degradação da camada dielétrica.

Já o experimento que aplica os pulsos acoplados, apresenta maior complexidade em sua formulação, porém se mostrou mais adequado para a localização de defeitos, incluindo defeitos ativados com o pulso de alta tensão, com erros de exatidão de localização do defeito menor que 1%.

A partir dos resultados experimentais obtidos nas diversas condições dos cabos analisados, sugere-se o seguinte protocolo de utilização do equipamento:

- Gerador de Pulso de Alta Frequência aplicado para pré-localização de defeitos de alta ou baixa impedância;
- Gerador de Pulso de Alta Tensão aplicado para a ativação e determinação de defeitos da camada dielétrica.

O Gerador de pulso de Alta Frequência apresenta as seguintes características elétricas:

- Amplitude do pulso TDR variável de 10 a 200 V
- Duração do pulso TDR de 40 ns
- Erro de Precisão 3 cm (0,23%)
- Erro Exatidão < 1%
- Impedância de saída 13, 19 e 39  $\Omega$

O Gerador de pulso de Alta Tensão apresenta as seguintes características elétricas:

- Amplitude do pulso de Alta Tensão variável de 2 a 12 kV
- Erro de Precisão 56 cm (0,37%)
- Erro de Exatidão < 1%

Quando comparados com os dados dos equipamentos comercializados, o sistema desenvolvido apresenta características elétricas e precisão de localização de defeitos com valores semelhantes.

Aos trabalhos futuros recomenda-se a aplicação do modelo de LT com perdas para avaliação de transmissão de dados utilizados em *smart-grids*.

Recomenda-se também o desenvolvimento de modelos matemáticos ou circuitais que representem ionizações de defeitos para serem aplicados em conjunto com o modelo de LT com perdas. Dessa maneira podem ser atingidas previsões sobre um sistema mais próximo do real, sem a necessidade de dispor de aparatos experimentais complexos e redes de cabos isolados para coleta de dados.

A automatização do sistema desenvolvido, assim como desenvolvimento de algoritmos de análise de sinais de reflectometria de forma a minimizar os erros de detecção de defeito são também indicados como trabalhos futuros.

## REFERÊNCIAS

- AGILENT TECHNOLOGIES. **Time Domain Reflectometry Theory**, Agilente Technologies, 2013
- ATKINSON, J. M. **Introduction to Time Domain Reflectometry**, Gloucester, 25 jun. 2012. Disponível em: <[www.tscm.com/riprcop.html](http://www.tscm.com/riprcop.html)>. Acesso em 25 de junho de 2012.
- BAUR. **Localização de defeitos em cabos**. Sulz, 03 ago. 2014. Disponível em <<http://www.baur.at/pt-br/produtos/localizacao-de-defeitos-em-cabos.html>> Acesso em 03 de Agosto de 2014.
- BRESSAN, B. N., **Desenvolvimento de Sistema e Metodologia Para Avaliar a Influência da Temperatura em Medidas de Tensão de Retorno em Cabos Isolados em XLPE**. 2006. 52 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Ciência dos Materiais) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2006.
- CORUM, J. F., **Single-Layer Helical Round Wire Coil Inductor Calculator**. 2009 Disponível em: <<http://hamwaves.com/antennas/inductance.html>> Acesso em 18 Fevereiro 2014.
- DARSKI ROCHA, P. E. **Modelagem de cabos subterrâneos e marinhos para o estudo de transitórios**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.
- DIAS, A. L. B. **Sistema de geração e medição de campos pulsados de alta intensidade para estudo de materiais magnéticos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2011.
- DISSADO, L. A., FOTHERGILL, J. C. **Electrical degradation and breakdown in polymers**. London. Peter Peregrinus, 1992.
- DOWELL, P. L. **Effects of Eddy Currents in Transformer Windings**, PROCEEDINGS IEE (UK), Vol. 113, No.8, Agosto, 1966, pp. 1387-139
- ENGDAHL, T. **Time Domain Reflectometer (TDR)**, 1999. Disponível em: <[www.epanorama.net/circuits/tdr.html](http://www.epanorama.net/circuits/tdr.html)>. Acesso em 25 de junho de 2012.
- FONTGALLAND, G., BARBIN, S. E., DOS ANJOS, I. F. **Use of TDR to determinate the dielectric contante of vermiculite**. PROGRESS IN ELETROMAGNETICS RESEARCH SYMPOSIUM PROCEEDINGS. Moscow. 18-21 Agosto, 2009, pp. 722-725
- FUCHS, R. D. **Transmissão de energia elétrica, linhas aéreas**. Rio de Janeiro, Livros Técnicos e Científicos, Itajubá. 1977.
- GREGORY, K., STEVENSON, P., BURKE, R., **Four-stage Marx generator using Thyristors**. REVIEW OF SCIENTIF INSTRUMENTS, Vol. 69, NO 11, Novembro 1998 pp. 3996-3997

HJELLEN, G. A., **Including Dielectric Loss in Printed Circuit Models for Improved EMI/EMC Predictions**. IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 39, NO. 3, Agosto 1997

HIGGINS, T. J. **The Origins and Developments of the Concept of Inductance, Skin Effect and Proximity Effect**, Am. J. of Physics, 9, 6.(1941), p.337-346.

HUNTON, J. K., RYALS, A. G. **Microwave Variable Attenuators and Modulators Using PIN Diodes**. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 262-273, July 1962

JAHN, S., MARGRAF, M., HABCHI, V., JACOB, R. **QUCS TECHNICAL PAPERS**. 2007

JONSCHER, A. K. **Dielectric Relaxation in Solids**, LONDON: Chelsea Dielectrics Press Ltda, 1983. 380 p.

RIBEIRO JÚNIOR, S. **Análise da Ruptura Dielétrica em Materiais Isolantes Elétricos de Cabos Isolados XLPE e EPR por Tomografia 2D e 3D**. 2008. 177 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2008.

LIU, T., FOTHERGILL, J., DODD, S., NILSSON, U. **Dielectric Spectroscopy Measurements on Very Low Cross-Linked Polyethylene Power Cables**. Journal of Physics: Conferences Series 183, 2009

MAMEDE FILHO, J. **Manual de equipamentos elétricos**. 2 ed. Rio de Janeiro: LTC – Livros técnicos e científicos S. A., 1994. 525p.

NEIER, T. **Cable fault location in lv, mv and hv underground cable networks**. Sulz, Austria 2009.

PALUDO, R. **Reflectometria no Domínio do Tempo: Análise do Efeito das Camadas Semicondutores de Cabos Isolados**. 2009. 71 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Ciência dos Materiais) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2009.

PEREIRA, S., OLIVEIRA FILHO, D., MANTOVANI, E.C., RAMOS, M. M., MARTINS, J. H. **Reflectometria no domínio do tempo para determinação do conteúdo de água no solo**. REVISTA BRASILEIRA DE ENGENHARIA AGRÍCOLA E AMBIENTAL, vol. 10, No 2, 2006, pp 306-314

PIAZZA, F. **Avaliação do estado de envelhecimento do sistema isolante paralel-óleo e cabos extrudados em XLPE, utilizando a técnica de tensão de retorno**. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Ciência dos Materiais) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2001.

RIM, G. H., SHENDEREY, S., **Series Connection of Thyristors With Only One Active Driver For Pulsed Power Generation**. The 29th Annual Conference of the IEEE. Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03, Vol. 1, Novembro 2003, pp. 107-116

RUSEK, A., GANESAN, S., OAKLEY, B., ALOI, D. **Time-Domain Reflectometry (TDR) in Graduate Courses**. 2012 ASEE North-Central Section Conference

SOLIDAL. **Condutores elétricos: Guia Técnico**. 10 ed. Póvoa de Varzim – Portugal, 2007.

STOLL, R. L. **The analysis of eddy currents**. Oxford University Press. (1974)

SVENSSON, C., DERMER, G. E., **Time Domain Modeling of Lossy Interconnects**. IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING, VOL. 24, NO. 2, Maio 2001, pp. 191-196

SWINKA FILHO, V. **Imagens de defeitos por descarga parcial estimulada por raios X pulsado em materiais dielétricos poliméricos**. Tese (Doutorado em Engenharia e Ciência dos Materiais) Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2000.

VELASCO, L. N. **Proposta e avaliação de desempenho de um novo indicador para diagnóstico do isolamento de cabos elétricos subterrâneos**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2013.

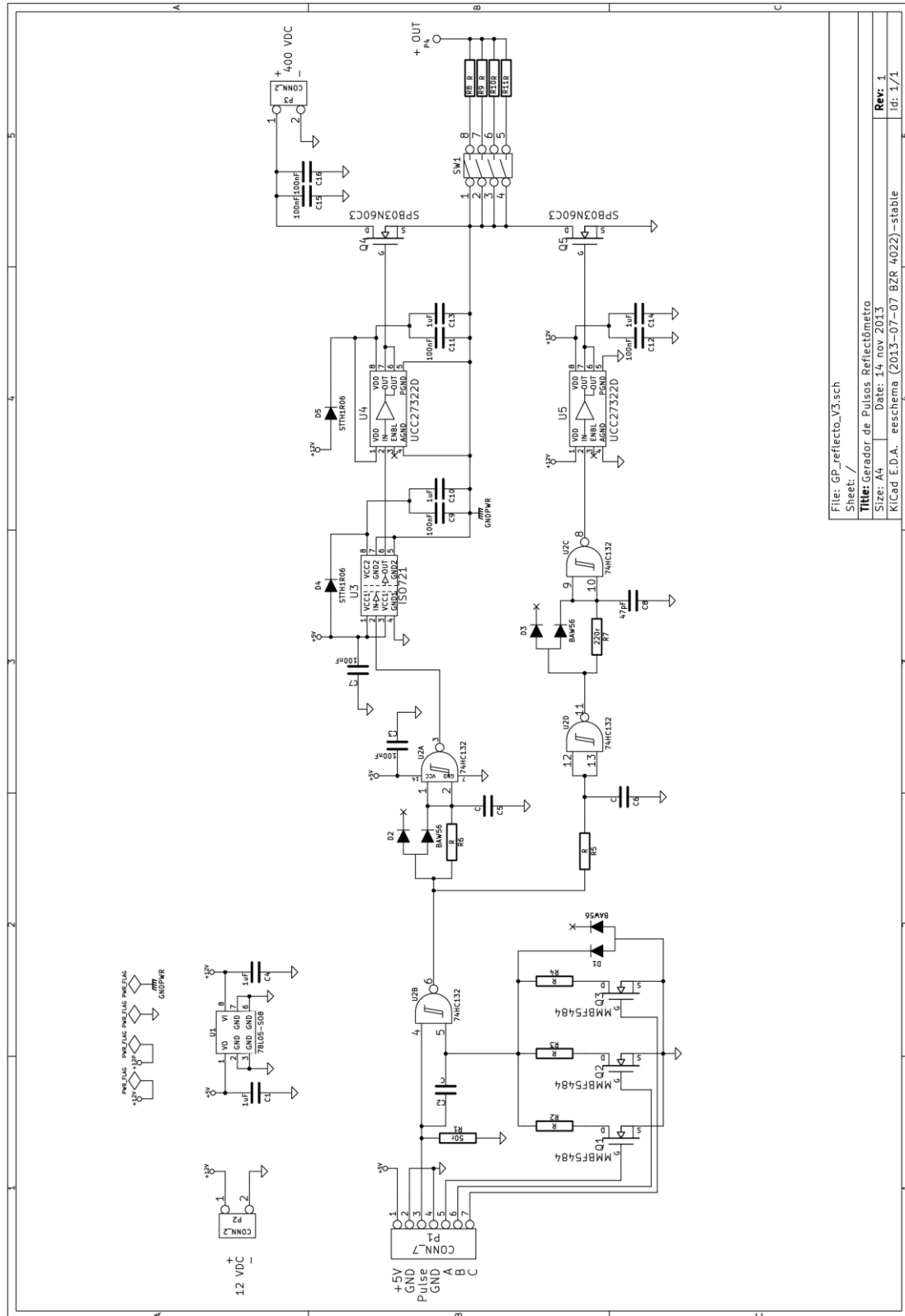
WENTWORTH, S. M. **Eletromagnetismo aplicado, abordagem antecipada das linhas de transmissão**. Porto Alegre. Bookman, 2009.

WOLFRAN. **Full Width at Half Maximum**. Disponível em: <<http://mathworld.wolfram.com/FullWidthatHalfMaximum.html>>. Acesso em 06 de Agosto de 2014.





# Apêndice B - Esquemático do Circuito Gerador de Pulso de Alta Frequência



# Apêndice C – Esquemático do Circuito Supressor de Pulso e Buffer

